

UNIVERSITÉ DE SHERBROOKE
Faculté des sciences appliquées
Département de génie mécanique

CONTRÔLE ACTIF DU BRUIT ACOUSTIQUE DES VENTILATEURS HAUTE
PRESSION

Mémoire de maîtrise es sciences appliquées
Spécialité : génie mécanique

Alex BOUDREAU

Sherbrooke (Québec), Canada

Novembre 1998



National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions et
services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-67250-6

RÉSUMÉ

Le contrôle actif du bruit est une technologie en pleine émergence, mais les applications industrielles sont encore rares. Le coût et le manque de robustesse des systèmes de contrôle actif du bruit sont des facteurs importants qui limitent, la plupart du temps, la commercialisation de cette nouvelle technologie. La recherche en contrôle actif du bruit s'oriente donc vers la conception de systèmes peu coûteux et plus performants pour des applications industrielles particulières. Le travail présenté dans ce mémoire de maîtrise s'inscrit dans ce sens. La compagnie Venmar Ventilation désire développer une nouvelle génération d'échangeurs d'air utilisant des ventilateurs centrifuges de type haute pression. L'objectif de ce projet de maîtrise est de concevoir un système de contrôle actif du bruit pour ces nouveaux échangeurs d'air en respectant des contraintes de coûts importantes sans sacrifier la performance et la fiabilité du système de contrôle.

Une méthodologie de prise de mesure dans un écoulement turbulent a été développée. L'ensemble des composantes mécaniques a été choisi de façon à obtenir un système de contrôle très compact pouvant être inclus à l'intérieur même de l'échangeur d'air. Le choix, l'optimisation et l'implantation sur un DSP (Digital Signal Processor) autonome de l'algorithme de contrôle permettent d'obtenir un système complet robuste et performant peu importe les conditions géométriques de la canalisation à l'entrée et à la sortie de l'échangeur d'air. Le système de contrôle développé détecte les pannes des composantes mécaniques et la divergence du système. Les réductions de la composante du bruit à éliminer sont en moyenne de 25 dB. À l'heure actuelle, les coûts sont d'environ 75 dollars pour le dispositif de contrôle complet.

REMERCIEMENTS

Mes remerciements s'adressent d'abord à mes directeurs de maîtrise : André L'Espérance et Bruno Paillard pour leur disponibilité et leurs précieux conseils. Je remercie également Stéphane Boucher et Martin Bouchard pour leurs conseils techniques sur les algorithmes de contrôle ainsi que sur la programmation assembleur. Finalement, j'aimerais remercier ma sœur Julie Boudreau pour son aide lors de la rédaction de ce document.

TABLE DES MATIÈRES

1. CHAPITRE 1 : INTRODUCTION	1
1.1 Mise en contexte du projet	1
1.2 L'état de la question (revue bibliographique)	2
1.2.1 Étude du CETIM	3
1.2.2 Étude par Boeing	6
1.3 Définition de la problématique et démarche suivie	7
1.3.1 Problématique	7
1.3.2 Démarche suivie	8
2. CHAPITRE 2 : CARACTÉRISATION DU BRUIT DU VENTILATEUR HAUTE PRESSION	9
2.1 Ventilateur utilisé	9
2.2 Montage élaboré pour caractériser le bruit du ventilateur	9
2.3 Résultats des mesures de bruit sur le ventilateur	11
2.4 Choix préliminaire de la famille de contrôleur utilisée	13
3. CHAPITRE 3 : CHOIX DES COMPOSANTES MÉCANIQUES DU SYSTÈME DE CONTRÔLE	14
3.1 Contraintes générales de la conception mécanique du système de contrôle	14
3.2 Conception d'une méthodologie de prise de mesure dans un écoulement turbulent	14
3.3 Choix du haut-parleur de contrôle et conception de la méthode de raccordement	17
3.4 Discussion sur le positionnement relatif du haut-parleur et du microphone	19
4. CHAPITRE 4 : CHOIX DE L'ALGORITHME DE CONTRÔLE	22
4.1 Introduction : principe de base du contrôle actif du bruit	22
4.1.1 Contrôleur <i>feed-forward</i>	22
4.1.2 Contrôleur <i>feed-back</i>	23
4.2 Objectifs et contraintes du choix de l'algorithme de contrôle	24
4.3 <i>Feed-back</i> analogique	24
4.3.1 Principe de base des contrôleurs analogiques	24
4.3.2 Performance du contrôleur analogique pour le cas du ventilateur haute pression	30
4.4 <i>Feed-back</i> prédictif numérique	36
5. CHAPITRE 5 : AMÉLIORATION DE LA ROBUSTESSE DE L'ALGORITHME	42
5.1 Identification des problèmes de robustesse de l'algorithme	42
5.2 Optimisation de l'algorithme <i>feed-back</i> prédictif	46
5.3 Performance de l'algorithme avec filtrage de la référence reconstruite	50
5.4 Efficacité globale en fonction de la distance entre le haut-parleur et le microphone	56
6. CHAPITRE 6 : IMPLANTATION DE L'ALGORITHME SUR UN DSP C50	59
6.1 Démarche suivie pour l'implantation	59
6.1.1 Conception et implantation du filtre sur la référence reconstruite	60
6.1.2 Modification de l'algorithme	61
6.1.3 Interface utilisateur	62
6.2 Résultats de l'implantation	65
7. CHAPITRE 7 : CONCEPTION D'UN SYSTÈME DE CONTRÔLE AUTOMATISÉ	68
7.1 Objectifs de l'automatisation du processus de contrôle	68
7.2 Automatisation du système de contrôle monocanal	68
7.3 Prise en compte des effets de couplage dans l'automatisation	73
CONCLUSION	76
BIBLIOGRAPHIE	78
ANNEXE A	81

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE 1

Figure 1.1 Schéma d'un ventilateur haute pression	2
Figure 1.2 Schéma du montage utilisé pour l'étude du CETIM	4
Figure 1.3 Schéma du montage utilisé pour l'étude de Boeing	6

CHAPITRE 2

Figure 2.1 Photo du ventilateur Fasco	9
Figure 2.2 Schéma du montage utilisé pour l'étude	10
Figure 2.3 Spectres de bruit à la sortie du ventilateur pour deux longueurs de conduit	12

CHAPITRE 3

Figure 3.1 Schéma de la méthodologie de prise de mesure dans un écoulement turbulent	15
Figure 3.2 Comparaison des spectres de bruit pour les deux techniques de mesure	16
Figure 3.3 Schéma de la solution pour éviter l'instauration d'une pression statique	17
Figure 3.4 Photos du haut-parleur Genexxa	18
Figure 3.5 Photo du système de raccordement	19
Figure 3.6 Schéma du système de balancement de pression	19
Figure 3.7 Spectre de la perte par transmission pour un conduit de 5,1 cm en PVC	21

CHAPITRE 4

Figure 4.1 Schéma d'un système de contrôle <i>feed-forward</i> dans un conduit circulaire	23
Figure 4.2 Schéma d'un système de contrôle <i>feed-back</i> dans un conduit circulaire	23
Figure 4.3 Schéma du système de contrôle analogique	25
Figure 4.4 Exemple des diagrammes de Bode d'une fonction de transfert quelconque	28
Figure 4.5 Exemple des diagrammes de Bode d'une fonction de transfert modifiée	30
Figure 4.6 Réponse impulsionnelle du système en boucle ouverte	31

Figure 4.7 Diagrammes de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte.....	32
Figure 4.8 Spectre de sensibilité en fonction de la fréquence.....	33
Figure 4.9 Diagrammes de Bode pour le filtre de contrôle C.....	35
Figure 4.10 Schéma bloc de l'algorithme de contrôle <i>feed-back</i> prédictif.....	37
Figure 4.11 Schéma bloc de la phase d'identification	38
Figure 4.12 Schéma du montage pour l'évaluation de l'efficacité du <i>feed-back</i> prédictif.....	40
Figure 4.13 Spectre de contrôle pour le <i>feed-back</i> prédictif.....	41

CHAPITRE 5

Figure 5.1 Comparaison des spectres de deux configurations géométriques	42
Figure 5.2 Schéma des deux configurations géométriques du conduit de sortie	43
Figure 5.3 Exemple d'un spectre de contrôle avec régénération autour du ton pur	44
Figure 5.4 Exemple du spectre d'un filtre de contrôle pour la configuration #1	45
Figure 5.5 Schéma bloc de l'algorithme <i>feed-back</i> avec l'ajout du filtre sur la référence	46
Figure 5.6 Spectre de la réponse impulsionnelle du filtre implanté sur la carte DSP C31	48
Figure 5.7 Spectre de contrôle avec 16 coefficients pour le filtre (W).....	48
Figure 5.8 Spectre de contrôle avec 32 coefficients pour le filtre (W).....	49
Figure 5.9 Spectre de contrôle avec 64 coefficients pour le filtre (W).....	49
Figure 5.10 Schéma des configurations #3 et #4.....	50
Figure 5.11 Spectre de contrôle pour la configuration #1	51
Figure 5.12 Spectre de la réponse impulsionnelle du filtre de contrôle (configuration #1)	52
Figure 5.13 Spectre de contrôle pour la configuration #2	52
Figure 5.14 Spectre de la réponse impulsionnelle du filtre de contrôle (configuration #2)	53
Figure 5.15 Spectre de contrôle pour la configuration #3	54
Figure 5.16 Spectre de la réponse impulsionnelle du filtre de contrôle (configuration #3)	54
Figure 5.17 Spectre de contrôle pour la configuration #4	55
Figure 5.18 Spectre de la réponse impulsionnelle du filtre de contrôle (configuration #4)	55
Figure 5.19 Schéma du montage utilisé pour vérifier la performance globale du contrôleur	57
Figure 5.20 Atténuations globales en fonction de la position du microphone d'erreur.....	57

CHAPITRE 6

Figure 6.1 Spectre de la réponse impulsionnelle du filtre implanté sur le C50	61
Figure 6.2 Tableau de bord du système de contrôle	63
Figure 6.3 Résultats de l'identification	63
Figure 6.4 Résultats du contrôle	64
Figure 6.5 Spectre de contrôle pour la configuration #1 (C50)	65
Figure 6.6 Spectre de la réponse impulsionnelle du filtre de contrôle (configuration #1,C50).....	65

CHAPITRE 7

Figure 7.1 Schéma bloc du système automatisé monocanal.....	69
Figure 7.2 Schéma bloc de l'étape d'identification en bande étroite.....	71
Figure 7.3 Schéma du montage utilisé pour vérifier les effets de couplage	73
Figure 7.4 Interface Labview du système double automatisé.....	74

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE 6

Tableau 6.1 Calcul du nombre de cycles utilisés à chacune des phases du contrôle.....	66
---------------------------------------------------------------------------------------	----

1. CHAPITRE 1 : INTRODUCTION

Le contrôle actif du bruit est une technologie en pleine croissance. Les applications sont de plus en plus diversifiées. Le casque de protection auditif actif de la compagnie Technofirst (basé sur les travaux de C.Carme [1]) a été une des premières applications commercialisées. Par la suite, d'autres applications plus complexes ont fait leur apparition sur le marché. Les cheminées industrielles [2 et 3] et les silencieux d'automobile [4] en sont des exemples. La performance des systèmes de contrôle actif en basses fréquences, par rapport aux solutions passives classiques [5], présente un avantage pour plusieurs applications. Par contre, le coût du système de contrôle actif est la plupart du temps une limite importante à la commercialisation. Pour des systèmes peu dispendieux, comme les ventilateurs semi-industriels ou résidentiels, le coût du contrôleur se doit d'être très bas pour créer un intérêt commercial. Il reste donc beaucoup de travail à faire si l'on veut utiliser cette nouvelle technologie pour des applications à grande échelle. Le travail présenté dans ce document s'inscrit dans ce sens. L'objectif est de développer un système de contrôle actif du bruit à un coût moindre pour des ventilateurs résidentiels en collaboration avec la compagnie Venmar Ventilation.

Pour introduire ce projet, une mise en contexte sera d'abord exposée suivie d'une revue bibliographique du sujet. Ensuite, la problématique du projet sera définie à partir de cette revue bibliographique et des contraintes imposées par Venmar Ventilation.

1.1 Mise en contexte du projet

Pour consolider et agrandir son marché, Venmar Ventilation désire développer une nouvelle génération d'échangeurs d'air utilisant des ventilateurs centrifuges de type haute pression. Les ventilateurs centrifuges permettent de générer des débits d'air importants et leur utilisation avec des conduits circulaires de petite taille facilite l'installation d'un système d'échangeur d'air pour une habitation existante. La Figure 1.1 montre un schéma d'un ventilateur haute pression.

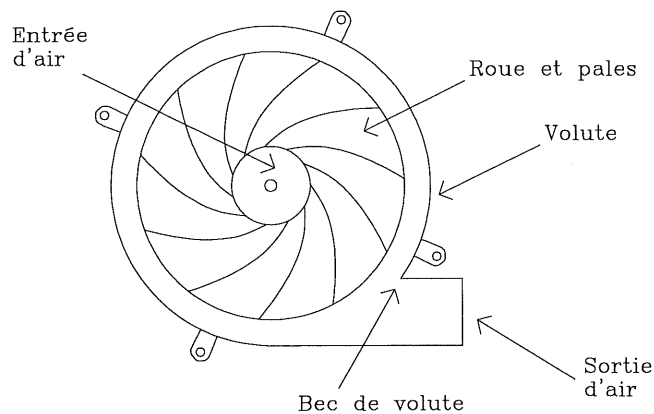


Figure 1.1 Schéma d'un ventilateur haute pression

L'efficacité aérodynamique du ventilateur centrifuge haute pression est très bonne. Toutefois, le bruit généré par ces ventilateurs s'avère un problème majeur limitant leur utilisation et leur commercialisation dans le secteur résidentiel. Pour pallier ce problème, il est envisagé de recourir au contrôle actif du bruit dans les conduits à la sortie et à l'entrée du ventilateur. Afin d'évaluer la possibilité d'inclure un système de contrôle actif sur ce type d'échangeur d'air, Venmar Ventilation s'est associé avec l'Université de Sherbrooke. L'objectif du projet est de développer un système de contrôle actif du bruit efficace et adapté pour cette application spécifique avec une limite de coût fixée à 100 dollars.

1.2 L'état de la question (revue bibliographique)

La documentation sur le contrôle actif est très imposante à cause du nombre important de type de contrôleur et de l'intérêt pour de tels systèmes, notamment au niveau de l'industrie automobile [6 et 7]. L'étude bibliographique s'est toutefois limitée au cas bien précis du contrôle actif du bruit dans des conduits circulaires utilisant des ventilateurs de type haute pression.

La littérature traitant exclusivement de cette problématique est moins abondante. Deux cas traités dans la littérature sur le sujet ont été retenus. Le premier cas est une étude du CETIM similaire au projet traité dans ce document. Le deuxième cas est une étude de Boeing se concentrant sur la problématique de la prise de mesure dans un écoulement turbulent.

1.2.1 Étude du CETIM

Beaucoup d'informations pertinentes pour le présent projet se retrouvent dans un article écrit par M. Besombes et P. Micheau pour le CETIM [8]. Les prochains paragraphes résument ce travail.

.Origine du bruit dans les ventilateurs centrifuges

La partie la plus importante du bruit généré dans les turbomachines centrifuges est causée par les forces exercées par le flux turbulent sur les pales, les conduits et la volute (voir Figure 1.1). La source de bruit principale est située dans la région du bec de volute et le bruit est essentiellement rayonné à la fréquence de passage des pales et à ses harmoniques. La position fréquentielle de la première raie est définie par la relation suivante :

$$f_r = n \cdot f_{rot} \quad (1-1)$$

où f_{rot} est la fréquence de rotation de la machine et n le nombre de pales.

.Système utilisé pour l'étude du CETIM

Le ventilateur utilisé pour l'étude a été développé à l'interne au CETIM et il utilise des conduits pour la sortie et l'entrée d'air d'un diamètre d'environ 20 cm. La Figure 1.2 montre le schéma du montage. Cette figure présente le ventilateur utilisé avec toutes les positions de haut-parleur de contrôle évaluées dans l'article. Les microphones d'erreur sont positionnés directement dans le conduit de refoulement ou d'aspiration. La dimension du conduit limite l'écoulement à des vitesses encore acceptables et les effets de la turbulence sur la prise de mesures acoustiques ne semblent pas causer de problèmes. Un système de contrôle avec référence (de type *feed-forward*, voir section 4.1) est utilisé et une roue codée sert de capteur de référence.

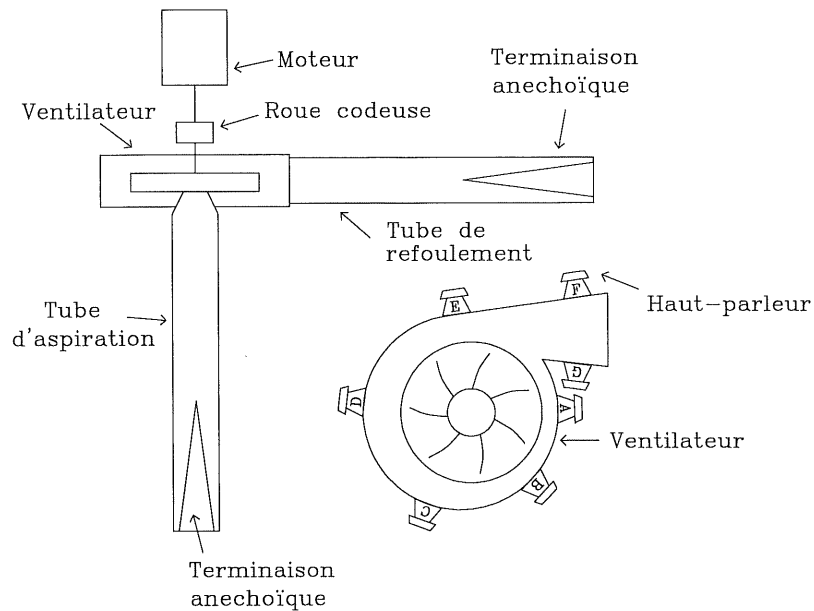


Figure 1.2 Schéma du montage utilisé pour l'étude du CETIM

.Contraintes pour obtenir un bon contrôle

Dans le texte, il est question des modes évanescents dans le conduit. Les auteurs expliquent que le microphone d'erreur doit être suffisamment éloigné de la source de bruit et de la source de contrôle pour que le contrôle ne soit pas gêné par ces modes évanescents. Voici un résumé des différentes contraintes pour chacune des composantes du système de contrôle soulevées dans l'article du CETIM :

Pour les actionneurs :

- 1) Exciter correctement le mode à contrôler
- 2) Injecter suffisamment d'énergie dans les directions souhaitées

Pour les capteurs d'erreur :

- 1) Décrire au mieux les déformées modales correspondant au mode à contrôler
- 2) Éviter l'effet de masque causé par les modes évanescents
- 3) Éviter la perturbation s'expliquant par de trop fortes turbulences

.Résultats présentés dans l'étude

Plusieurs résultats pour des cas de contrôle au refoulement, à l'aspiration et de manière simultanée à l'aspiration et au refoulement sont présentés dans l'article. Les atténuations sont bonnes pour la raie et ses harmoniques (élimination complète).

.Comparaison avec le projet de Venmar

Cette étude est riche en informations utiles pour le projet de Venmar, mais plusieurs problèmes demeurent :

- 1) Le problème de prises de mesures acoustiques dans un écoulement turbulent n'a pas été abordé. Il a plutôt été évité par l'utilisation de conduits de diamètres plus importants afin d'obtenir des vitesses d'écoulement encore acceptables.
- 2) Les problèmes associés aux réflexions en bout de conduit (mode de conduit et variation du spectre à contrôler en fonction des conditions géométriques) n'ont pas été abordés. En fait, l'utilisation des terminaisons anechoïques a permis d'éviter le problème.
- 3) Le bruit généré par le ventilateur a été en quelque sorte modifié pour accentuer l'émergence des raies du bruit de fond.

4) Finalement, le coût est une contrainte importante qui n'a pas été considérée dans l'étude du CETIM.

1.2.2 Étude par Boeing

La question de la prise de mesures acoustiques dans un écoulement turbulent est traitée dans un article écrit par Terry N. Christenson de la compagnie Boeing [9]. Cette étude traite de l'installation d'un système de contrôle actif du bruit monocanal pour les conduits d'air conditionné utilisés par Boeing sur leurs avions. La Figure 1.3 montre le montage utilisé lors de l'étude de Boeing.

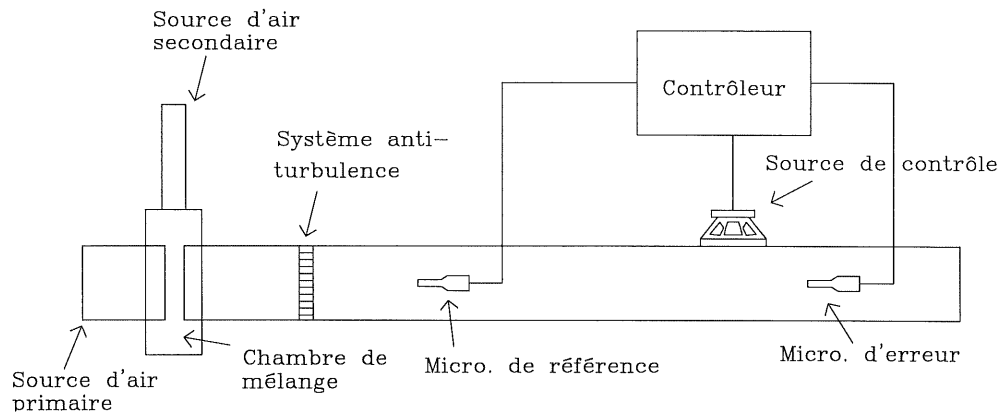


Figure 1.3 Schéma du montage utilisé pour l'étude de Boeing

La Figure 1.3 montre un système de contrôle *feed-forward* avec la présence d'un écran ou d'un système antiturbulence. Ce système est composé d'un filtre formé de petits trous en forme de nid d'abeille. Ce filtre est utilisé pour tenter de rendre l'écoulement laminaire pour ainsi diminuer les problèmes de prises de mesures acoustiques. Le contrôleur *feed-forward* utilisé est un Digisonix dX-57. L'article montre des résultats de cohérence entre un microphone placé en dehors de l'écoulement turbulent et un microphone placé au centre du conduit. De cette façon, il est facile de juger de la qualité de la mesure. La comparaison des cohérences avec et sans système antiturbulence montre une bonne amélioration de la qualité de la mesure de pression acoustique dans l'écoulement. Toutefois, même avec ce dispositif, les spectres de cohérence se

dégradent à 700 Hz et plus. De plus, le système devient inefficace à des vitesses de plus de 50 km/h, sans compter les problèmes de restriction, d'encombrement et, éventuellement, d'entretien. Pour le projet de Venmar, les vitesses d'écoulement anticipées sont de l'ordre de 100 km/h (voir section 2.1). Cette méthodologie n'apparaît donc pas applicable. Une nouvelle méthodologie de prise de mesure dans un écoulement turbulent plus adaptée aux contraintes du projet doit donc être établie.

1.3 Définition de la problématique et démarche suivie

La revue bibliographique a permis de regrouper les différentes sources d'informations sur le sujet et d'établir l'état de l'art sur la question. Combinée aux différentes contraintes de production et de coûts définies par Venmar, cette revue bibliographique a servi à définir la problématique du projet. À la suite de cette définition de la problématique, la démarche suivie pour l'élaboration du projet sera exposée.

1.3.1 Problématique

L'objectif premier est de développer un système de contrôle qui permet d'éliminer la ou les composantes du bruit gênantes générées par le ventilateur haute pression et dont le coût ne doit pas dépasser 100 dollars. Cette contrainte sera toujours en tête de liste lors de la conception du système. Les autres contraintes et objectifs du projet sont les suivants :

1) Concevoir un système de prise de mesure dans un fort écoulement (d'erreur et/ou de référence) utilisant un microphone ou autres capteurs peu coûteux.

2) Choisir une source de contrôle (haut-parleur ou autres systèmes) permettant de générer le contre-bruit adéquat lors du contrôle et concevoir une méthode de raccordement au conduit sans perturber l'écoulement.

3) Concevoir un système de contrôle très compact afin d'appliquer un contrôle à la source à l'intérieur de l'échangeur d'air.

4) Développer un contrôleur très robuste peu importe la configuration géométrique des conduits à la sortie ou à l'entrée de l'échangeur d'air.

1.3.2 Démarche suivie

Afin d'élaborer ce système de contrôle du bruit répondant aux critères soulevés précédemment, la démarche suivante a été utilisée :

- 1) Caractériser le bruit à contrôler.
- 2) Faire la conception du capteur de pression acoustique dans un écoulement turbulent.
- 3) Choisir et incorporer la source de contrôle au conduit.
- 4) Choisir et optimiser l'algorithme de contrôle en faisant abstraction, dans un premier temps, des contraintes de coûts du *hardware* en utilisant un DSP C31 de Texas Instruments monté sur PC.
- 5) Implanter sur une carte DSP de faible coût l'algorithme de contrôle adapté au cas du ventilateur haute pression.
- 6) Automatiser le processus de contrôle pour rendre le fonctionnement du système de contrôle complètement autonome.

2. CHAPITRE 2 : CARACTÉRISATION DU BRUIT DU VENTILATEUR HAUTE PRESSION

2.1 Ventilateur utilisé

Le ventilateur utilisé pour développer le système de contrôle actif du bruit est de la compagnie FASCO (modèle : U62B1). Ce ventilateur a été choisi par Venmar. Il possède 11 pales et son diamètre est de 20 cm (voir Figure 2.1).

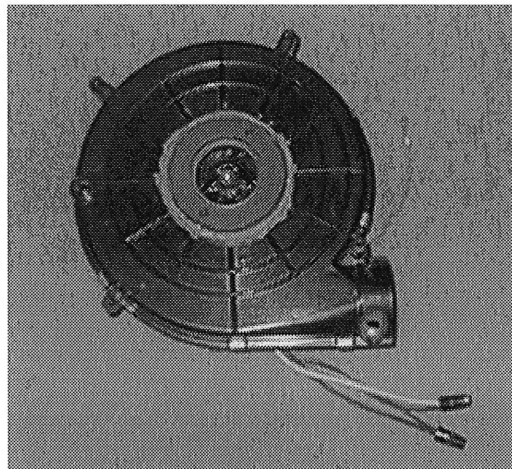


Figure 2.1 Photo du ventilateur Fasco

Le ventilateur tourne à environ 56 Hz (mesuré à l'aide d'un tachymètre). La vitesse de rotation du ventilateur n'est pas significativement sensible à la charge. Une augmentation de seulement 1 Hz a été constatée lorsque le ventilateur est à sa charge minimale (sortie complètement fermée). Donc, selon l'équation (1-1), le ventilateur génère une première raie à 616 Hz. Les vitesses d'écoulement sont d'environ 100 km/h pour un conduit de sortie et d'entrée de 5,1 cm de diamètre. Ces vitesses ont été mesurées à l'aide d'un vélocimètre.

2.2 Montage élaboré pour caractériser le bruit du ventilateur

Sur l'échangeur d'air, la sortie et l'entrée d'air du côté de l'intérieur de la maison seront traitées à l'aide d'un système de contrôle actif du bruit. Une première évaluation et les résultats

de l'étude du CETIM [8] permettent de limiter l'étude à la sortie d'air seulement, celle-ci apparaissant comme la principale source de bruit. Ceci dit, le système développé pour la sortie d'air pourra également être utilisé sur l'entrée d'air sur l'échangeur d'air complet. L'utilisation d'un encoffrement permet d'isoler le bruit de la sortie d'air et de juger de l'efficacité globale du système de contrôle actif dans la pièce. Le montage utilisé pour développer le système de contrôle actif est schématisé à la Figure 2.2.

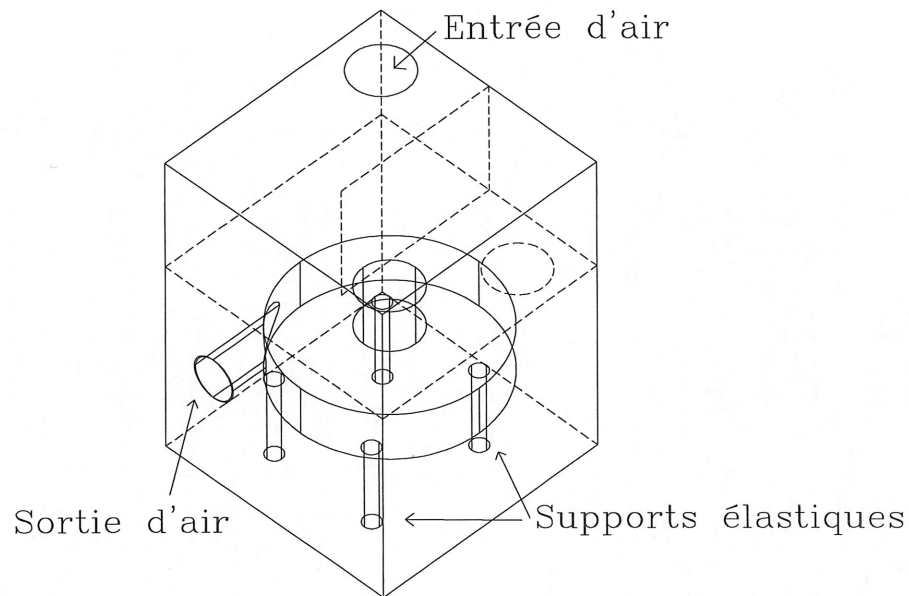


Figure 2.2 Schéma du montage utilisé pour l'étude

L'encoffrement fait environ 50 cm x 37 cm x 37 cm. La chicane utilisée pour faire entrer l'air favorise une circulation d'air à l'intérieur de l'encoffrement. De cette façon, la température n'augmente pas beaucoup après une longue période d'utilisation du ventilateur. Ce problème a nécessité des modifications sur un premier concept du montage. L'intérieur de l'encoffrement est complètement tapissé d'absorbant, ce qui limite considérablement le bruit émis par l'entrée d'air (35 dB de moins que la sortie d'air). L'utilisation de supports élastiques s'avère nécessaire afin d'éliminer le rayonnement des parois de l'encoffrement à 56 Hz. Après analyse, il est apparu que ce bruit tonal provenait d'une asymétrie de la roue du ventilateur. Sur l'échangeur d'air, il faudra être vigilant pour éviter ce type de rayonnement à 56 Hz.

2.3 Résultats des mesures de bruit sur le ventilateur

Le montage présenté à la dernière section permet maintenant de se concentrer sur le bruit de la sortie d'air. Plusieurs mesures ont été prises avec différentes configurations géométriques du conduit à la sortie afin d'évaluer le type de bruit émis par le ventilateur.

Pour cette première phase de mesures de pressions acoustiques à la sortie du ventilateur, une sonde microphonique antiturbulence BK UA 0436 a été utilisée. Cette dernière permet de prendre des mesures dans des écoulements d'air importants. Elle est formée d'un tube, d'un diamètre de 1.5 cm et d'une longueur de 40 cm, muni de perforations laissant passer les ondes de pression acoustiques à l'intérieur du tube. L'utilisation de cette sonde est toutefois limitée aux cas où les niveaux de bruit sont assez importants, car, à hautes vitesses d'écoulement, l'écran génère du bruit. En plus de son encombrement important, la sonde nécessite des conditions particulières pour être efficace, sans oublier que son coût est d'environ 3000 dollars. Il n'est donc pas possible de compter sur cette sonde pour le projet de Venmar. Les mesures prises avec cette sonde serviront toutefois de référence pour comparer l'efficacité éventuelle de la technique de prise de mesure acoustique développée pour ce projet. Pour l'instant, cette sonde permet de prendre des mesures de pressions acoustiques pour caractériser le bruit du ventilateur.

Le graphique de la Figure 2.3 montre deux spectres de bruit mesurés à l'intérieur du conduit de la sortie d'air pour deux longueurs de conduit (180 cm et 120 cm). Sur ces spectres, le ton pur est bien à 615 Hz et son harmonique à 1230 Hz n'émerge pas du bruit large bande. La présence de résonances sur le bruit large bande autour de la raie est non négligeable. Les réflexions en bout de conduit sont responsables de ces patrons d'interférence à l'intérieur du conduit. La longueur du conduit ainsi que la présence éventuelle d'un coude font varier considérablement la position et la forme de ces patrons d'interférence. D'autres mesures acoustiques avec des configurations géométriques différentes de celles présentées à la Figure 2.3 montrent bien que le spectre de bruit autour de la raie peut varier considérablement.

La turbulence de l'écoulement d'air à l'intérieur du conduit et dans la volute même est responsable du bruit large bande. Dans la perspective de l'application d'un contrôle le plus près

possible de la sortie du ventilateur, il n'est pas intéressant de s'attaquer aux résonances de ce bruit large bande puisqu'il sera régénéré à la suite du plan de contrôle.

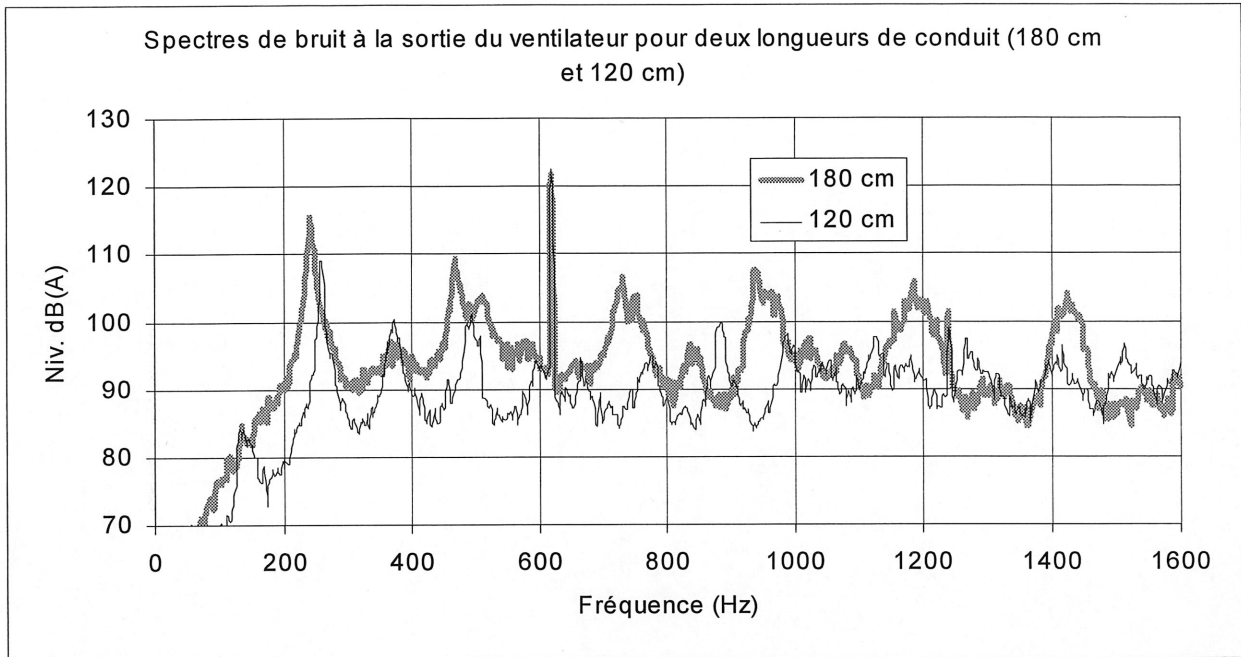


Figure 2.3 Spectres de bruit à la sortie du ventilateur pour deux longueurs de conduit

Le bruit tonal à éliminer à 615 Hz se propage selon le mode plan à l'intérieur du conduit. La relation (2-1) tirée d'un livre de Rayleigh [10] permet d'établir la fréquence de coupure du premier mode pour un conduit circulaire. L'application du contrôle actif pour un bruit dont le contenu fréquentiel est inférieur à cette fréquence est considérablement simplifiée. En effet, pour le cas où seul le mode plan se propage, le champ sonore dans une section droite du conduit est homogène, i.e. qu'il aura la même amplitude sur l'ensemble de la section. Ceci implique qu'il est possible en utilisant qu'un seul microphone de caractériser le champ de pression sonore à contrôler.

$$f_c = 1.84 \cdot \frac{C}{2\pi r} \quad (2-1)$$

Où C représente la célérité des ondes acoustiques dans l'air (340 m/s) et r le rayon du conduit. Pour un conduit de 5,1 cm de diamètre, la fréquence de coupure est de 3900 Hz. Un système de contrôle monocanal sera donc suffisant pour s'attaquer à la raie à 615 Hz.

2.4 Choix préliminaire de la famille de contrôleur utilisée

Les résultats des mesures de la dernière section indiquent que le spectre de bruit peut varier considérablement autour de la raie mais, qu'en fonction des contraintes du projet, il ne sera pas possible de s'attaquer aux résonances présentes sur le bruit large bande. L'objectif sera donc d'éliminer la raie à 615 Hz du spectre de bruit à la sortie du ventilateur. Ce type de bruit harmonique est le plus important en terme de gêne acoustique et, heureusement, le plus simple à contrôler. Considérant cet aspect (voir chapitre 4), il ne sera pas nécessaire d'utiliser une référence pour le contrôle. Un contrôleur *feed-back* utilisant un seul microphone d'erreur sera donc suffisant. Puisque l'utilisation d'un seul microphone plutôt que deux représente un avantage important (coûts moindres et système plus compact), la famille de contrôleur évaluée pour notre projet se limitera donc au système *feed-back*.

3. CHAPITRE 3 : CHOIX DES COMPOSANTES MÉCANIQUES DU SYSTÈME DE CONTRÔLE

Ce chapitre traite du choix des composantes mécaniques du système de contrôle. Pour ce faire, les points suivants seront abordés :

- 1) Identification des contraintes de conception.
- 2) Conception du capteur d'erreur.
- 3) Choix du haut-parleur de contrôle.
- 4) Discussion sur le positionnement relatif haut-parleur/microphone.

3.1 Contraintes générales de la conception mécanique du système de contrôle

Outre le coût, trois contraintes relatives à la conception du système ont été identifiées au départ :

- 1) La compacité du système mécanique.
- 2) La fiabilité des composantes.
- 3) La restriction sur l'écoulement d'air.

3.2 Conception d'une méthodologie de prise de mesure dans un écoulement turbulent

Comme mentionné au dernier chapitre, les vitesses d'écoulement associées à l'utilisation d'un ventilateur haute pression sont très importantes à l'intérieur du conduit. Pour un conduit d'un diamètre de 5,1 cm sur le ventilateur FASCO, les vitesses sont de 100 km/h. Il n'est donc pas possible de prendre une mesure de pression acoustique directement dans l'écoulement à

l'aide d'un microphone sans protection. Tel expliqué dans le chapitre précédent, le bruit du ventilateur a été mesuré à l'aide d'un écran de protection BK. Le coût et l'encombrement que génère ce type de sonde limitent cependant son utilisation pour l'application visée.

Pour prendre une mesure de pression acoustique avec un microphone peu coûteux sans perturber l'écoulement, la stratégie illustrée à la Figure 3.1 a été utilisée.

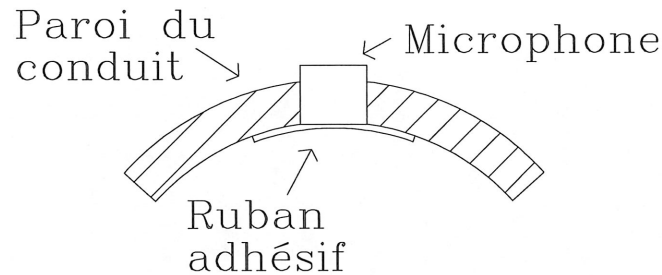


Figure 3.1 Schéma de la méthodologie de prise de mesure dans un écoulement turbulent

Cette méthodologie a pour but de créer une cavité dans la paroi du conduit et de la rendre étanche à l'écoulement à l'aide d'une paroi mince. Sur notre montage, un ruban adhésif sur la surface interne du conduit a été utilisé. Un microphone est logé dans cette cavité. Puisque le bruit à la fréquence à contrôler (615 Hz) se propage uniquement selon le mode plan, les niveaux sont uniformes dans une section donnée du conduit. Ainsi, la mesure à la surface interne du conduit est représentative du champ de pression sonore pour l'ensemble de la section. Le microphone utilisé est de type Electret et son prix est d'environ 3 dollars. Afin de valider cette méthode, une comparaison avec une mesure utilisant un écran BK a été effectuée. La Figure 3.2 montre les spectres pour les deux techniques de prise de mesures dans un écoulement turbulent. La méthodologie de mesure illustrée à la Figure 3.1 montre de bonnes performances par rapport à l'écran BK. De façon globale, les niveaux sont plus importants qu'avec l'écran BK puisque la protection n'atténue pas autant l'onde de pression que la sonde BK. Le contenu spectral n'est pas tellement différent de celui de la mesure avec la sonde BK. De plus, une augmentation des niveaux de bruit à basses fréquences n'est pas constatée, phénomène caractéristique d'une mesure de pression acoustique inadéquate dans un écoulement turbulent. Un autre avantage de cette méthode est que le champ de pression acoustique n'est pas perturbé par un écran de protection comme dans le cas de la sonde BK, ce qui assure la présence du mode plan.

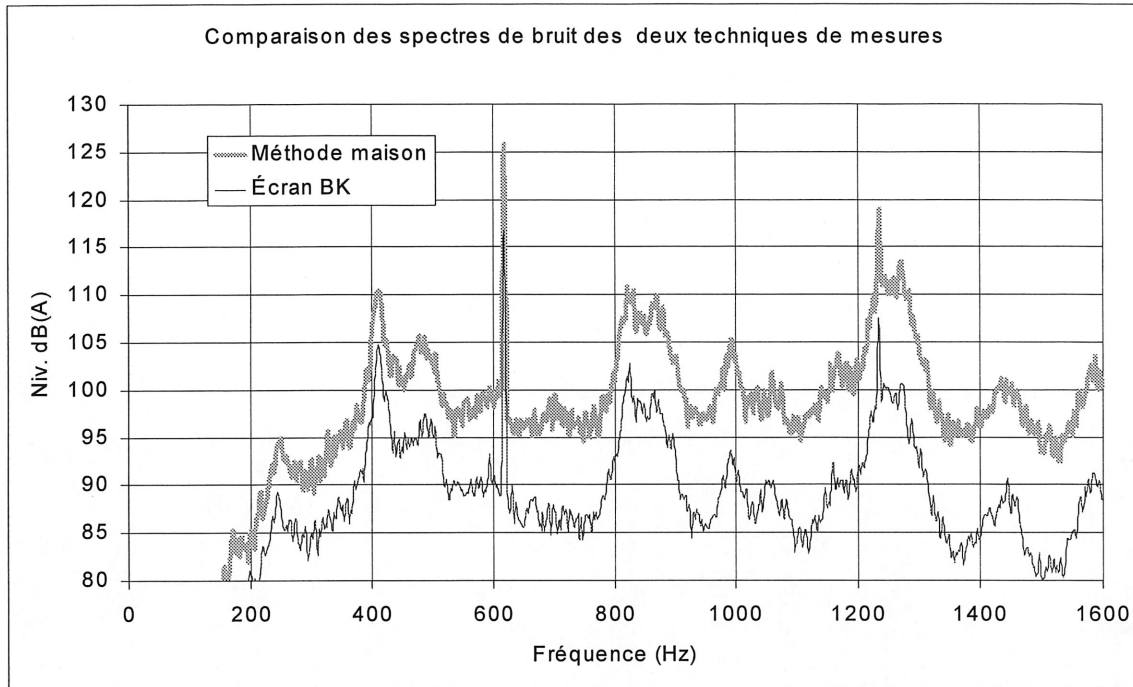


Figure 3.2 Comparaison des spectres de bruit pour les deux techniques de mesure

Il est à noter que la réponse globale du capteur n'est pas parfaitement identique à la sonde BK, mais la méthodologie de prise de mesure dans un écoulement turbulent développée pour ce projet a montré des performances adéquates. Elle répond aux critères de coûts et n'engendre aucune restriction. Par contre, lors de l'insertion du microphone dans la cavité, si l'air ne peut pas s'échapper, une pression statique importante peut se créer du côté de la membrane du microphone. Cette pression a pour effet de rigidifier le ruban adhésif et de diminuer la transmission du champ sonore entre l'intérieur du conduit et l'intérieur de la cavité. Les niveaux captés par la membrane du microphone diminuent alors considérablement sur l'ensemble du spectre. Lorsque la pression statique revient à la normale, les niveaux redeviennent normaux. Pour régler le problème, il suffit de créer une petite entaille sur la circonférence du trou pour permettre à l'air d'être évacué lors de l'insertion du microphone (voir Figure 3.3).

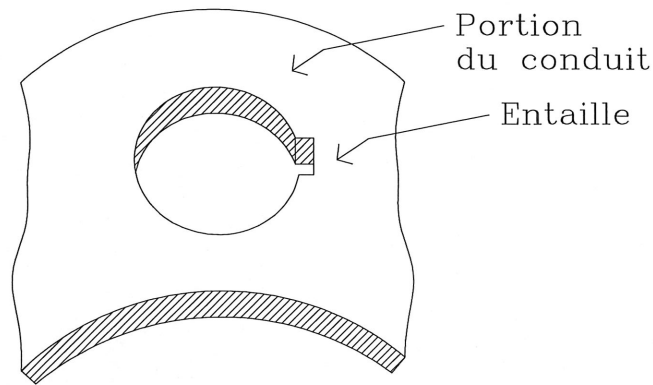


Figure 3.3 Schéma de la solution pour éviter l'instauration d'une pression statique

Dans le cadre du développement de ce système et des essais en laboratoire, l'utilisation du ruban adhésif s'est avérée adéquate et suffisante. Par contre, sur le système final commercialisé, il faudra penser à une méthode plus fiable pour générer la cavité qui loge le microphone. La section du conduit qui accueille le microphone et le haut-parleur de contrôle pourra être moulée ou construite de façon à inclure directement cette cavité, par exemple en ne perçant pas complètement la paroi du conduit pour laisser une mince couche de matériel.

3.3 Choix du haut-parleur de contrôle et conception de la méthode de raccordement

Comme le microphone, le haut-parleur de contrôle se doit d'être compact et peu coûteux. De plus, il doit se fixer au conduit sans perturber l'écoulement et engendrer des restrictions. Afin de faire un choix judicieux, plusieurs haut-parleurs ont été évalués. Tous les haut-parleurs évalués ont subi les mêmes expérimentations et le choix s'est effectué en fonction des performances versus le coût. La réponse en fréquence, la consommation électrique lors du contrôle, la dimension et le coût sont les critères d'évaluation qui ont été utilisés.

Le haut-parleur le plus approprié pour cette application est un haut-parleur bas de gamme à usages multiples. Ce type de haut-parleur acheté en grand nombre permet de rencontrer les contraintes de coûts (environ 1 dollar l'unité). Le haut-parleur choisi est de marque Genexxa (voir Figure 3.4) et il possède les caractéristiques suivantes :

- Haut-parleur de 8 ohms à gamme intégrale.
- Utilisation d'un résonateur hautes fréquences au centre de la membrane.
- Diamètre de 5,1 cm.
- Membrane en carton.
- Puissance maximale de 2 watts.

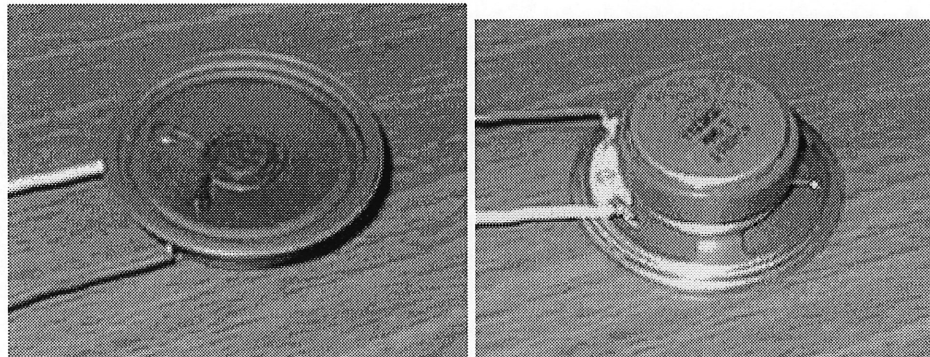


Figure 3.4 Photos du haut-parleur Genexxa

La performance de ce haut-parleur pour contrôler la raie à 615 Hz est adéquate, la consommation lors du contrôle étant très faible (environ 0.02 watt).

La dimension du haut-parleur étant peu importante, le raccordement au conduit est grandement facilité. Le système de raccordement utilisé est illustré à la Figure 3.5. Le haut-parleur est fixé très près de la paroi du conduit et logé à l'intérieur d'une cavité pour limiter le rayonnement par l'arrière du haut-parleur. De cette façon, ce dernier génère un minimum de perturbations à l'écoulement et son efficacité à émettre le contre-bruit à l'intérieur du conduit est maximale.

La pression statique à l'intérieur du conduit est importante comparativement à l'extérieur. Le haut-parleur travaille donc avec une pression statique qui peut déplacer considérablement la course de la bobine. À long terme, il se peut que ceci soit néfaste pour le haut-parleur. Il faut donc balancer la pression de part et d'autre de la membrane en créant une petite ouverture à l'intérieur de la cavité donnant ainsi accès à l'intérieur du conduit (voir Figure 3.6).

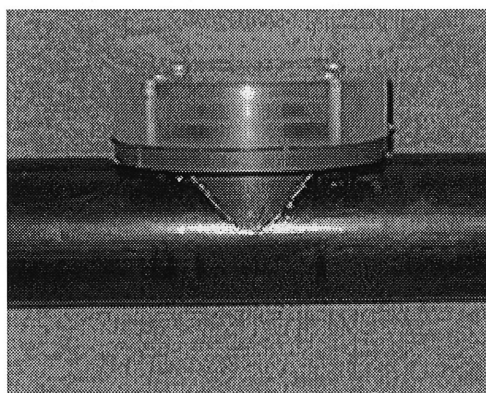


Figure 3.5 Photo du système de raccordement

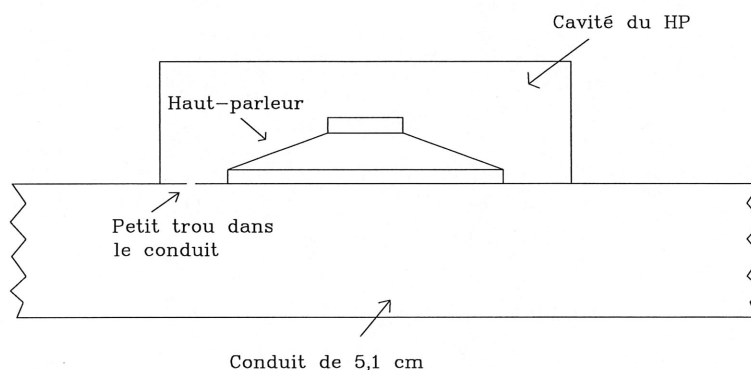


Figure 3.6 Schéma du système de balancement de pression

Le coût total des composantes mécaniques choisies est donc relativement faible soit entre 4 et 5 dollars pour l'ensemble microphone/haut-parleur. Toutefois, le coût de fabrication de la section du conduit qui accueillera le haut-parleur et le microphone reste à évaluer.

3.4 Discussion sur le positionnement relatif du haut-parleur et du microphone

Chacune des composantes mécaniques a été choisie. La technique de prise de mesure dans un écoulement turbulent et le système de raccordement du haut-parleur ont été conçus. Il faut maintenant penser au positionnement relatif de ces deux composantes dans le conduit. Pour faciliter l'installation et l'utilisation de ces systèmes, ces éléments doivent être installés le plus près possible de la source de bruit (le bec de volute) afin d'inclure le système de contrôle à l'intérieur de l'échangeur d'air. Pour atteindre cet objectif, le positionnement relatif optimal est

obtenu lorsque le microphone est placé directement en face du haut-parleur de contrôle. De cette façon, le système de contrôle est très compact. Par contre, il faut s'assurer de l'efficacité globale du système de contrôle actif dans cette configuration géométrique. Cet aspect sera évalué à la section 5.4.

Il se peut que le plan de contrôle ne puisse pas être positionné directement à la sortie du ventilateur puisqu'il sera à l'intérieur du champ évanescent près de la source de bruit (bec de volute). Cette contrainte est mentionnée dans l'étude du CETIM [8]. Les différentes expérimentations en contrôle présentées au chapitre 5 permettront de déterminer l'importance de cette contrainte et d'établir la distance à respecter entre le plan de contrôle et la source de bruit pour obtenir un contrôle adéquat. Si cette distance est importante, la portion du conduit de sortie avant le plan de contrôle peut représenter une source de bruit non négligeable. Le rayonnement par les parois du conduit avant le plan de contrôle doit être estimé afin de s'assurer de l'efficacité globale du système de contrôle. Une étude analytique de la perte par transmission d'un conduit circulaire a donc été réalisée (voir Annexe A).

Le modèle développé lors de cette étude analytique permet de calculer la perte par transmission pour des conduits de longueurs infinies et pour le cas particulier où une onde plane se propage à l'intérieur du conduit. Pour un conduit de 5,1 cm de diamètre en PVC, l'hypothèse d'onde plane est valide jusqu'à environ 3900 Hz (2-1). Les caractéristiques géométriques et les propriétés mécaniques du conduit sont les suivantes :

$$E = 0.2 \text{ Gpa} \quad \nu = 0.45 \quad \rho = 910 \text{ kg/m}^3 \quad a = 0.0254 \text{ m (rayon)}$$

$$h = 0.0015 \text{ m (épaisseur du conduit)}$$

La Figure 3.7 présente le spectre de la perte par transmission calculé à partir du modèle développé en Annexe A :

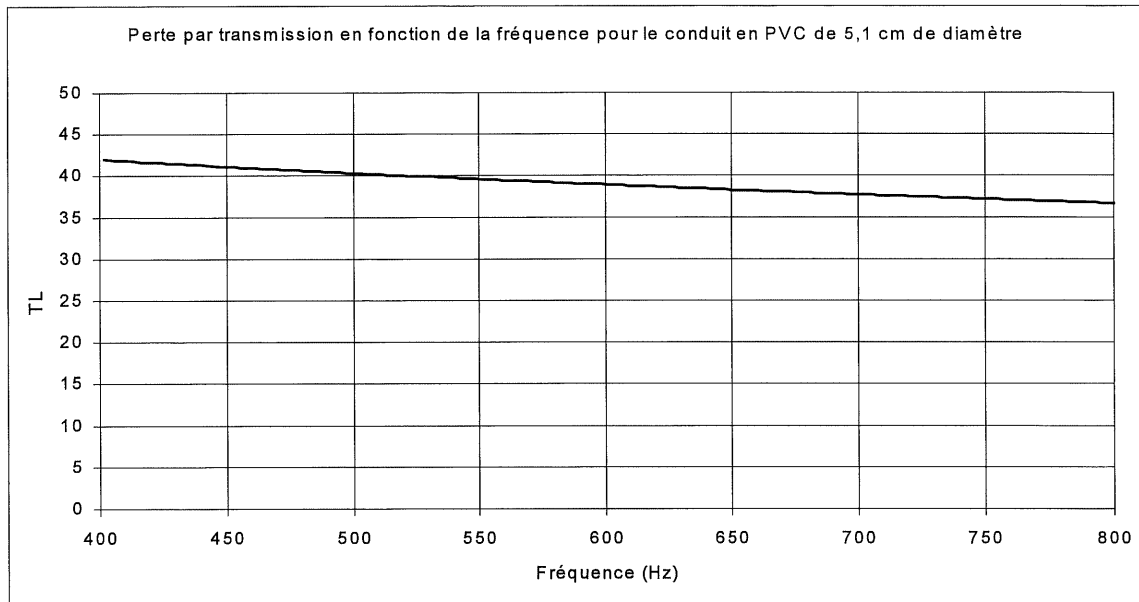


Figure 3.7 Spectre de la perte par transmission pour un conduit de 5,1 cm en PVC

Les résultats du calcul montrent que la perte par transmission d'un conduit en PVC de 5,1 cm de diamètre est d'environ 37 dB entre 600 Hz et 700 Hz. La portion du conduit avant le plan de contrôle ne représentera donc pas une source de bruit susceptible de limiter l'efficacité globale du système de contrôle.

4. CHAPITRE 4 : CHOIX DE L'ALGORITHME DE CONTRÔLE

Le choix de la famille de contrôleurs à utiliser s'est effectué à partir des résultats du chapitre 2 traitant de la caractérisation du bruit du ventilateur. Il existe deux grandes familles de contrôleurs : les *feed-back* et les *feed-forward* [11]. La prochaine section présente une revue sommaire des types de contrôleurs et le principe de base du contrôle actif du bruit. Ensuite, le choix d'un algorithme de contrôle pour le cas du projet de Venmar sera discuté.

4.1 Introduction : principe de base du contrôle actif du bruit

Le principe général des systèmes de contrôle actif du bruit est de générer, à l'aide d'une ou de plusieurs sources de contrôle, une onde acoustique de même fréquence, de même amplitude, mais de phase opposée à l'onde perturbatrice. Pour ce faire, il existe deux principes de contrôle : le *feed-forward* et le *feed-back*.

4.1.1 Contrôleur *feed-forward*

Les contrôleurs *feed-forward* sont basés sur la disponibilité d'une information avancée sur le signal à annuler. Un cas typique de l'utilisation d'un *feed-forward* est celui du contrôle acoustique en conduit circulaire schématisé à la Figure 4.1. Sur ce schéma, le signal à contrôler est capté par le microphone de référence. Ce signal est ensuite analysé par le contrôleur qui envoie, suivant son l'algorithme de contrôle, le bon signal à la source de contrôle afin de minimiser le bruit au microphone d'erreur juste avant la sortie du conduit. Le principal avantage d'un contrôleur *feed-forward* est qu'il peut aussi bien être utilisé pour contrôler du bruit large bande que du bruit harmonique.

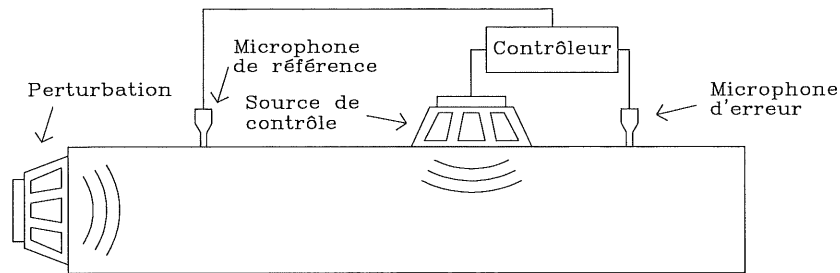


Figure 4.1 Schéma d'un système de contrôle *feed-forward* dans un conduit circulaire

4.1.2 Contrôleur *feed-back*

Lorsqu'il n'est pas possible de prendre une mesure de référence ou lorsque le type de bruit à contrôler est prédictif, l'utilisation d'un *feed-back* (voir Figure 4.2) est possible.

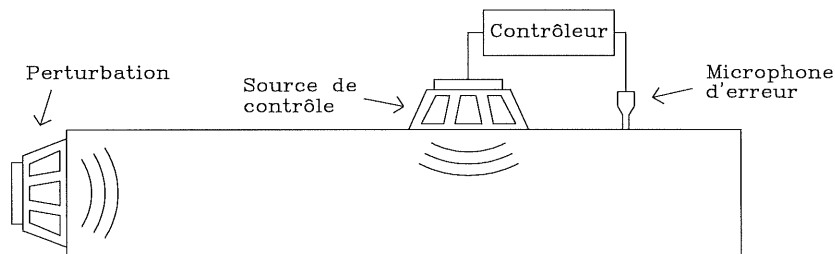


Figure 4.2 Schéma d'un système de contrôle *feed-back* dans un conduit circulaire

Les contrôleurs *feed-back* peuvent représenter un avantage au niveau du coût du système de contrôle, car ils ne nécessitent qu'un seul microphone (un canal d'entrée seulement). Le contrôleur *feed-back* est très efficace pour le contrôle d'un bruit harmonique, mais sa performance large bande dépend de la fonction de transfert entre le microphone d'erreur et le haut-parleur de contrôle. En effet, le signal à contrôler doit être prédictible à un certain nombre d'échantillons dans le futur. Ce nombre d'échantillons est égal au délai de la branche de contrôle. Donc, plus le retard de la fonction de transfert du système est faible, ce qui est souvent le cas lorsque la distance entre le haut-parleur et le microphone est faible, moins il sera nécessaire de prédire le signal à contrôler. En général, la performance du *feed-back* se limite à du bruit bande

étroite. Toutefois, ce type de contrôleur est adéquat pour le projet de Venmar. Cette famille de contrôleur sera donc plus approfondie dans les prochaines sections.

4.2 Objectifs et contraintes du choix de l'algorithme de contrôle

Après l'analyse du bruit émis par les ventilateurs haute pression, il a été établi que l'objectif du contrôleur serait d'éliminer la raie à 615 Hz. Pour ce faire, l'algorithme se doit d'être robuste et son support électronique de faible coût. La robustesse est un aspect très important, car les conditions d'opération peuvent changer d'une installation à l'autre. Par exemple, le système de canalisation à la sortie ou à l'entrée de l'échangeur d'air peut présenter plusieurs coudes et différentes longueurs de conduits.

Feed-back analogique vs numérique

Parmi les différents types de contrôleurs n'utilisant qu'un seul microphone, les *feed-back prédictifs numériques* sont très performants. En identifiant la fonction de transfert entre le microphone d'erreur et le haut-parleur de contrôle, le contrôleur peut faire face à plusieurs types de conditions géométriques. De plus, à l'aide de cette fonction de transfert identifiée, le contrôleur peut prédire le bruit à contrôler et ainsi s'adapter à l'aide d'un algorithme LMS (Least Mean Square). Cependant, sa mise en œuvre doit se faire sur un DSP (Digital Signal Processor) assez puissant. Afin de réduire les coûts, les contrôleurs *feed-back analogiques* peuvent représenter un certain intérêt, mais il faut s'assurer que leur robustesse est suffisante pour l'application traitée dans ce mémoire. Les deux prochaines sections présentent les évaluations de ces deux types d'algorithme de contrôle *feed-back*.

4.3 *Feed-back* analogique

4.3.1 Principe de base des contrôleurs analogiques

Ce contrôleur est le plus simple de tous les contrôleurs *feed-back*. Il est souvent utilisé pour contrôler du bruit large bande basses fréquences. Un exemple commercial est le cas du casque de protection auditif actif. Technofirst et NCT ont commercialisé un casque actif utilisant

un contrôleur *feed-back* analogique. Les prochains paragraphes présentent de façon sommaire la théorie du contrôleur analogique (basé sur le contenu de la thèse de C.Carme [1]) pour comprendre ses limites et vérifier la performance à espérer sur le ventilateur haute pression.

La Figure 4.3 schématise le système de contrôle analogique.

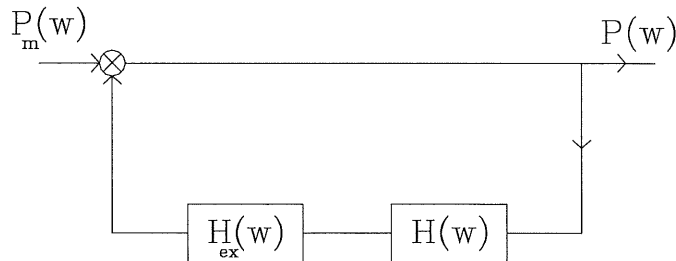


Figure 4.3 Schéma du système de contrôle analogique

où :

$P_m(\omega)$: champ primaire $P(\omega)$: champ total

$H_{ex}(\omega)$: Fonction de transfert du système à contrôler

$H(\omega)$: Fonction de transfert du système électronique

L'atténuation peut être exprimée de la façon suivante :

$$\frac{P(\omega)}{P_m(\omega)} = \frac{1}{1 - H(\omega)H_{ex}(\omega)} \quad (4-1)$$

À partir de l'expression (4-1), le niveau et la largeur de bande de l'atténuation peuvent être calculés. Donc, pour une fonction de transfert $H_{ex}(\omega)$ et un champ primaire $P_m(\omega)$ donnés, la fonction de transfert du système électronique $H(\omega)$ doit être conçue de façon à obtenir un dénominateur important afin que le ratio $P(\omega) / P_m(\omega)$ soit assez petit pour s'assurer d'une réduction. En 1936, LUEG propose d'utiliser un $H(\omega)$ qui se caractérise seulement par un gain K réel. L'expression (4-1) peut se réécrire de la façon suivante :

$$\frac{P(\omega)}{P_m(\omega)} = \frac{1}{1 - KH_{ex}(\omega)} \quad (4-2)$$

D'après cette dernière expression (4-2), il faut un K suffisamment grand pour obtenir une atténuation intéressante. Malheureusement, des problèmes d'instabilités limitent considérablement l'atténuation en question. En effet, il existe un gain maximum K_1 pour lequel on voit apparaître une résonance pour tout système bouclé. Le K_1 fait tendre le dénominateur vers zéro et le ratio tend vers l'infini. Ces résonances (effet Larsen) sont révélatrices d'un phénomène appelé pompage électro-acoustique du système bouclé. Ce phénomène se produit à des fréquences bien précises lorsque le champ primaire est en phase avec le champ secondaire. Ces instabilités sont liées aux conditions simultanées que vérifient le module et la phase de la fonction de transfert $H_{ex}(\omega)$. Pour estimer la largeur de bande ainsi que la grandeur de l'atténuation obtenues avec un contrôleur *feed-back* analogique, il faut tracer les diagrammes de Bode du module et de la phase de la fonction de transfert du système à contrôler $H_{ex}(\omega)$. À des fins d'explications, la Figure 4.4 montre une fonction de transfert d'un système quelconque en boucle ouverte.

Avec un gain K réel positif, il est possible d'obtenir une atténuation appréciable et stable sur les zones fréquentielles pour lesquelles on note un pic ou une résonance sur le spectre de l'amplitude de la fonction H_{ex} afin de minimiser le ratio (4-2). Toutefois, il faut que la phase soit suffisamment loin de zéro sinon les ondes primaires et secondaires sont en phase et le système risque de devenir instable. Sur le diagramme de la Figure 4.4, il y a seulement un intervalle qui réunit ces deux conditions pour lequel l'atténuation sera appréciable (entre ω_a et ω_b). En fonction de l'importance du gain K réel positif, la largeur de bande et l'importance de l'atténuation peuvent être réglées jusqu'à la limite de stabilité indiquée par les pointillés. De plus, pour cet exemple et lorsque le gain K est à limite pour assurer une stabilité dans la zone fréquentielle entre ω_a et ω_b , il est bien possible que le système ne soit pas stable à 1200 Hz, car la phase est près le zéro et le module est important pour cette fréquence. À partir de ce dernier exemple, il est facile de comprendre le processus de prévision de la largeur de bande ainsi que l'importance de l'atténuation avec les diagrammes de Bode pour la fonction de transfert $H_{ex}(\omega)$ dans le cas où un gain K réel positif est utilisé pour le filtre électronique. L'utilisation d'un simple gain pour

effectuer un contrôle implique que les limites du contrôleur sont directement liées à la fonction de transfert du système physique.

Ces limites du système de LUEG impliquent l'utilisation d'un filtre de contrôle $C(\omega)$ qui modifie artificiellement la forme de la fonction de transfert $H_{ex}(\omega)$. Le filtre électronique $H(\omega)$ devient donc égale à $KC(\omega)$ et permet de réaliser un contrôle dans un domaine fréquentiel choisi au préalable. Cette modification doit s'effectuer par une mise en forme du module et de la phase de la fonction de transfert. L'expression du système peut maintenant s'écrire de la façon suivante :

$$\frac{P(\omega)}{P_m(\omega)} = \frac{1}{1 - KC(\omega)H_{ex}(\omega)} \quad (4-3)$$

Diagramme de Bode pour la fonction de transfert (Hex) (phase).

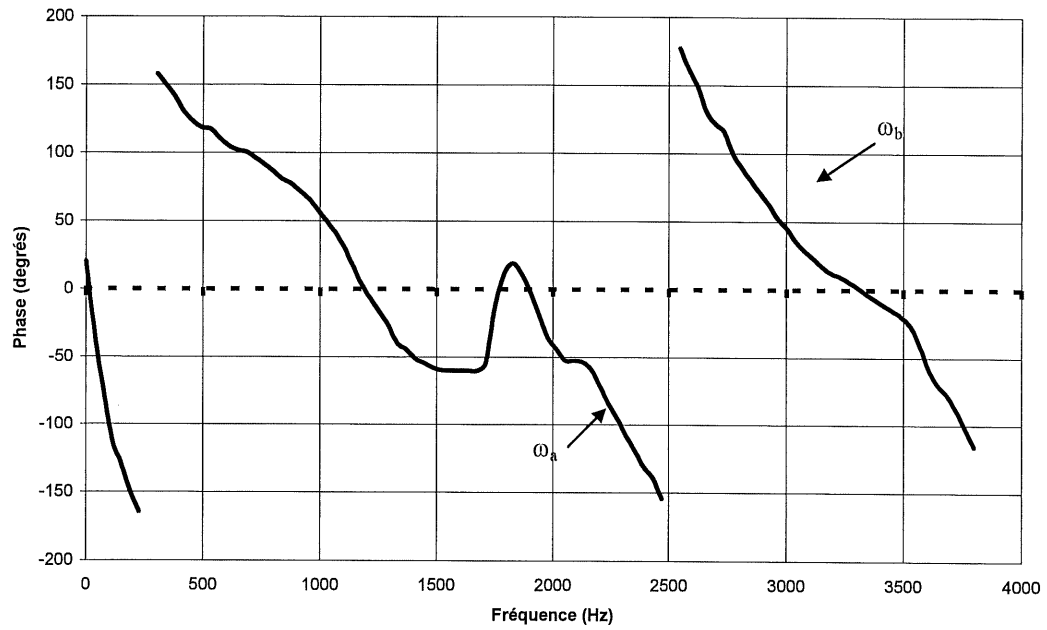


Diagramme de Bode pour la fonction de transfert (Hex) (module).

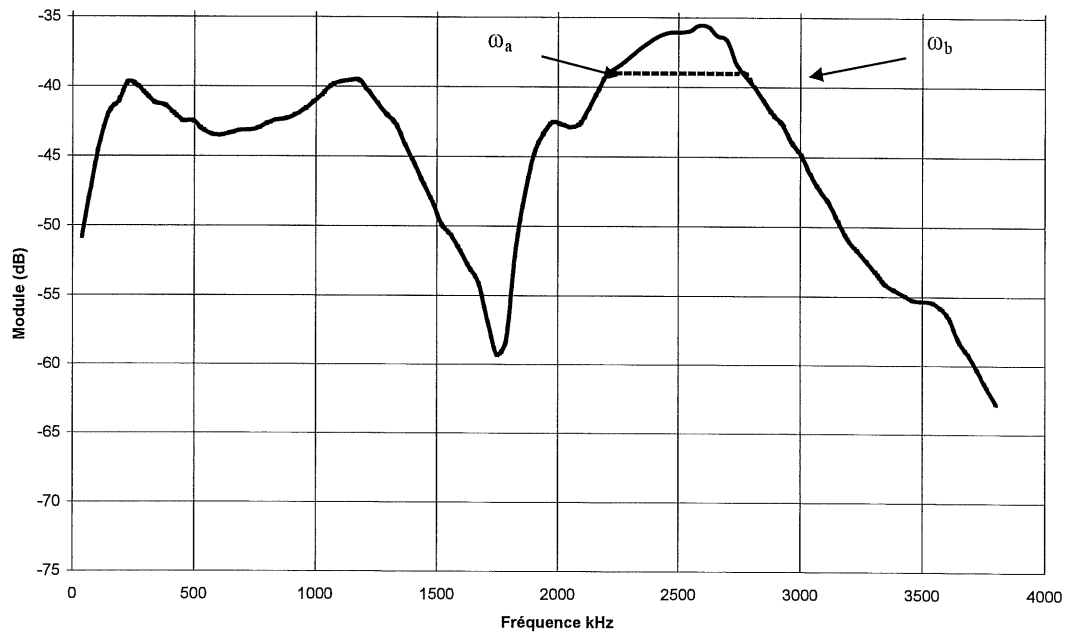


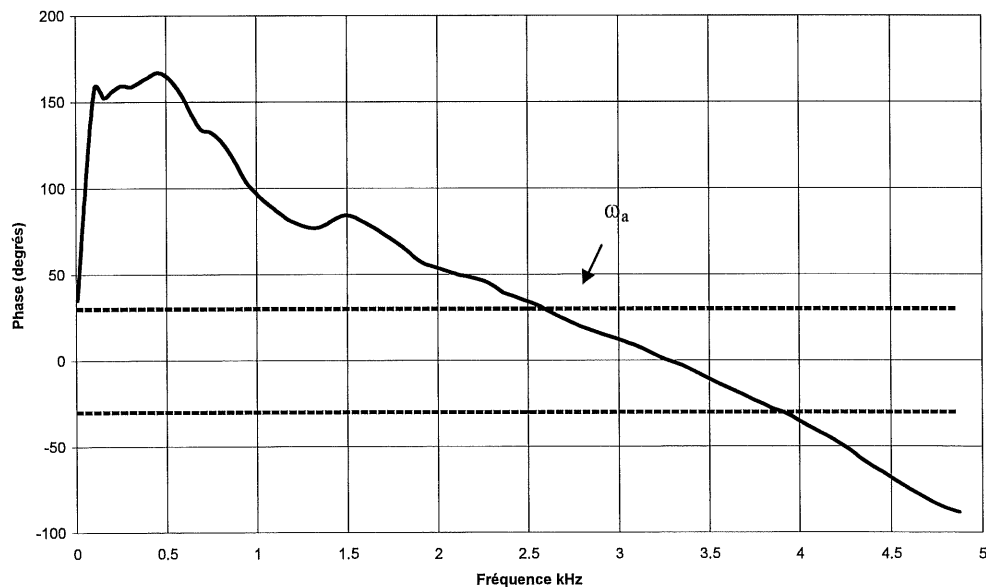
Figure 4.4 Exemple des diagrammes de Bode d'une fonction de transfert quelconque

Pour un filtre $C(\omega)$ correctement conçu, le gain peut devenir très grand et procurer une bonne atténuation du bruit sans entraîner une instabilité du système bouclé. La Figure 4.5 montre un exemple de fonction de transfert quelconque modifiée par le filtre de contrôle. Le produit $KC(\omega)H_{ex}(\omega)$ est renommé $H_{res}(\omega)$.

La fonction de transfert modifiée est maintenant plus propice pour un contrôle. Les atténuations sont maintenant possibles pour les premiers 2500 Hz. La présence d'une bande (-30 à 30 degrés) sur le graphique de la phase permet d'identifier la zone pour laquelle le système risque d'être instable (selon les expérimentations de C.Carme [1]).

Pour trouver le bon filtre de contrôle, il existe des techniques numériques. En fait, la fonction de transfert $H_{ex}(\omega)$ est utilisée pour faire une simulation numérique de la minimisation de la pression acoustique $P(\omega)$. L'algorithme de minimisation prend en compte les phénomènes de stabilité des systèmes bouclés. Les coefficients du filtre $C(\omega)$ pour lesquels la pression acoustique $P(\omega)$ est minimisée sont calculés au mieux tout en respectant les critères de stabilité du système bouclé.

Diagramme de Bode pour la fonction de transfert (H_{res}) (phase).



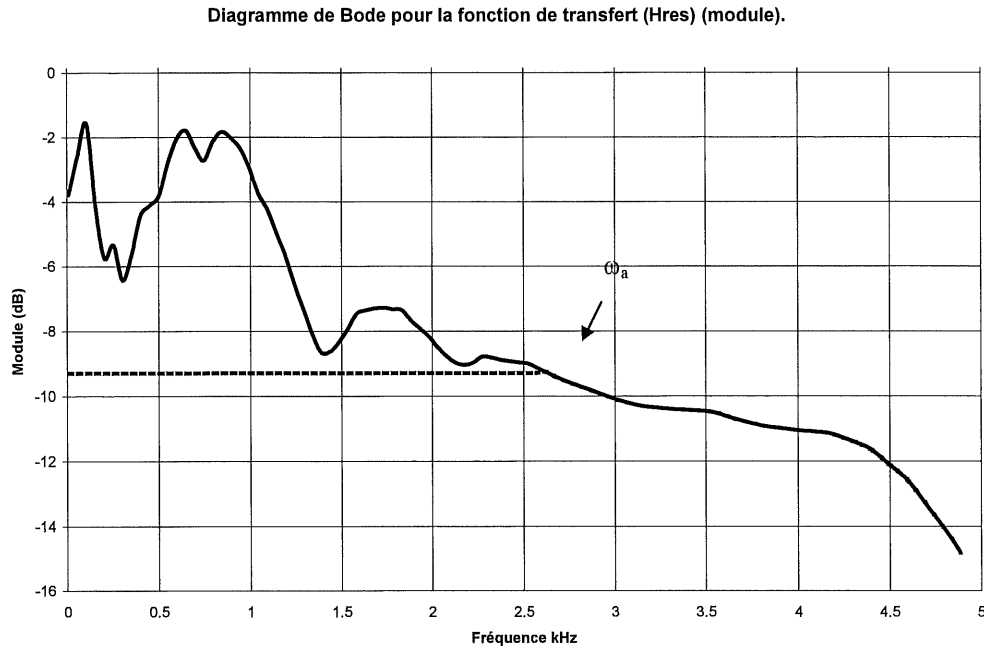


Figure 4.5 Exemple des diagrammes de Bode d'une fonction de transfert modifiée

Le filtre de contrôle est donc calculé pour un $H_{ex}(\omega)$ bien précis et n'est pas adapté lors du contrôle. Il n'est donc pas pertinent de se servir d'un contrôleur analogique existant conçu pour un $H_{ex}(\omega)$ donné dans le but de vérifier la performance sur le ventilateur utilisé dans le présent projet. Il est en effet nécessaire de faire une analyse de la fonction de transfert $H_{ex}(\omega)$ réelle du système mécanique développé pour le projet de Venmar. Ensuite, à l'aide d'un algorithme développé au GAUS (Groupe d'Acoustique de l'Université de Sherbrooke) par Philippe Micheau et basé sur les travaux de L.A. Sievers [13], il faudra trouver un filtre de contrôle et juger de la performance que peut donner un contrôleur *feed-back* analogique sur le ventilateur.

4.3.2 Performance du contrôleur analogique pour le cas du ventilateur haute pression

Pour vérifier la possibilité d'utiliser un contrôleur *feed-back* analogique sur le ventilateur haute pression, il faut d'abord estimer la fonction de transfert du système en boucle ouverte ($H_{ex}(\omega)$). La réponse impulsionnelle du système physique a donc été mesurée à l'aide d'un algorithme d'identification (voir section 4.4) pour un filtre (FIR) d'une longueur de 256 coefficients. La configuration géométrique utilisée lors de cette mesure correspond au cas où le

microphone d'erreur est juste en avant du haut-parleur de contrôle pour un conduit de sortie d'une longueur de 90 cm. Lors de cette mesure, il faut faire attention à certains éléments de la chaîne d'acquisition (comme les filtres antirepliements et les convertisseurs analogue/digital) qui peuvent rajouter des délais électroniques ne correspondant pas à la fonction de transfert réelle du système. Pour évaluer correctement la réponse impulsionnelle du système, il faut retirer les échantillons du début de la réponse qui correspondent au retard de la chaîne d'acquisition. Pour la fonction de transfert physique entre le haut-parleur et le microphone, le délai de propagation est très faible (0.000076 seconde). Devant la fréquence d'échantillonnage (2000 Hz), ce délai est négligeable. Le délai que présente la réponse impulsionnelle peut donc directement être imputé au retard de la chaîne d'acquisition. Sur la réponse impulsionnelle mesurée, les cinq premiers échantillons présentant une valeur nul avec une précision de quatre chiffres après le point ont donc été retirés. La Figure 4.6 montre la réponse impulsionnelle du système en boucle ouverte.

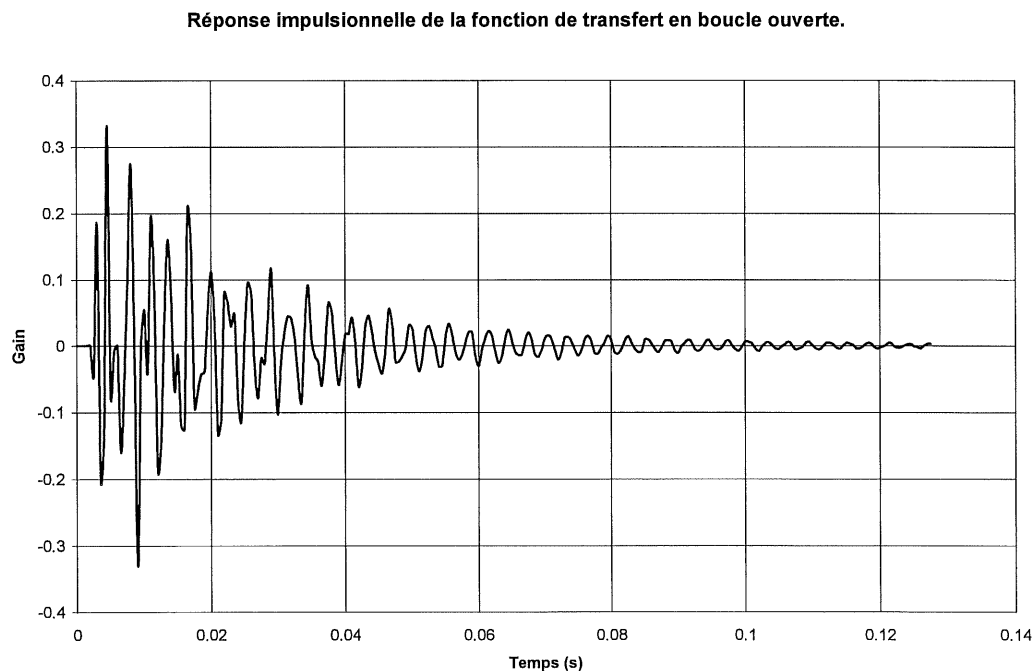


Figure 4.6 Réponse impulsionnelle du système en boucle ouverte

La Figure 4.7 présente le spectre de phase et d'amplitude de la réponse impulsionnelle de la Figure 4.6.

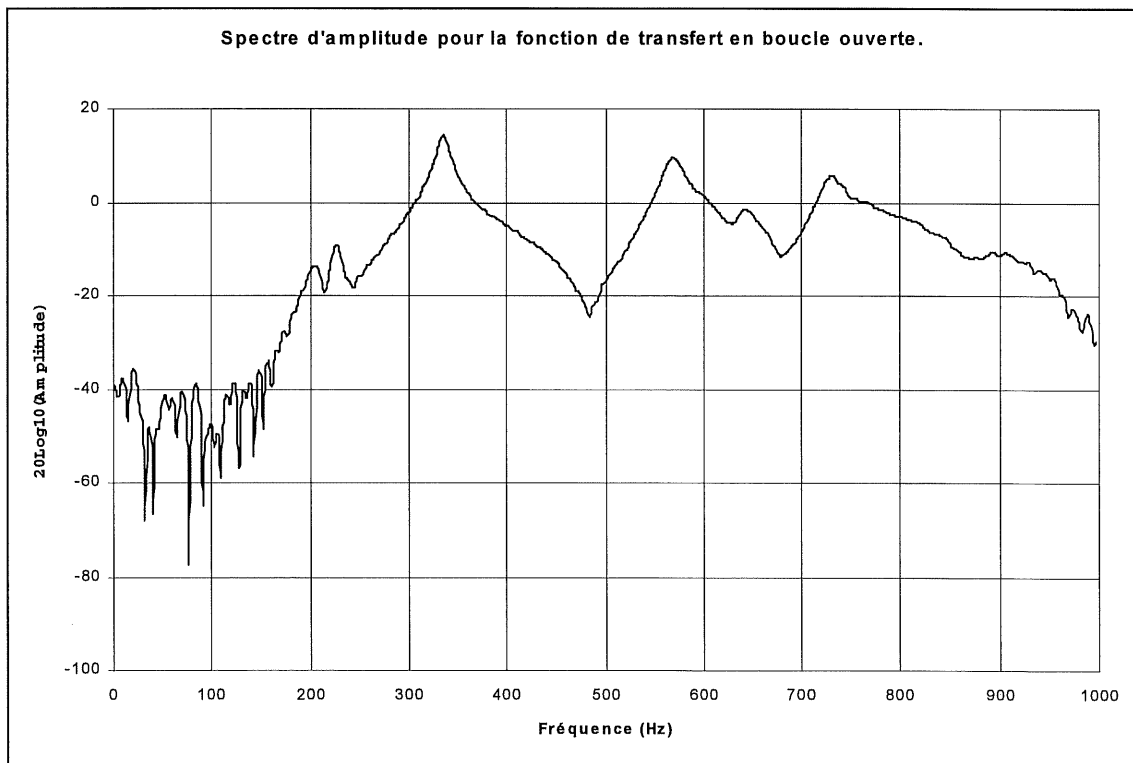
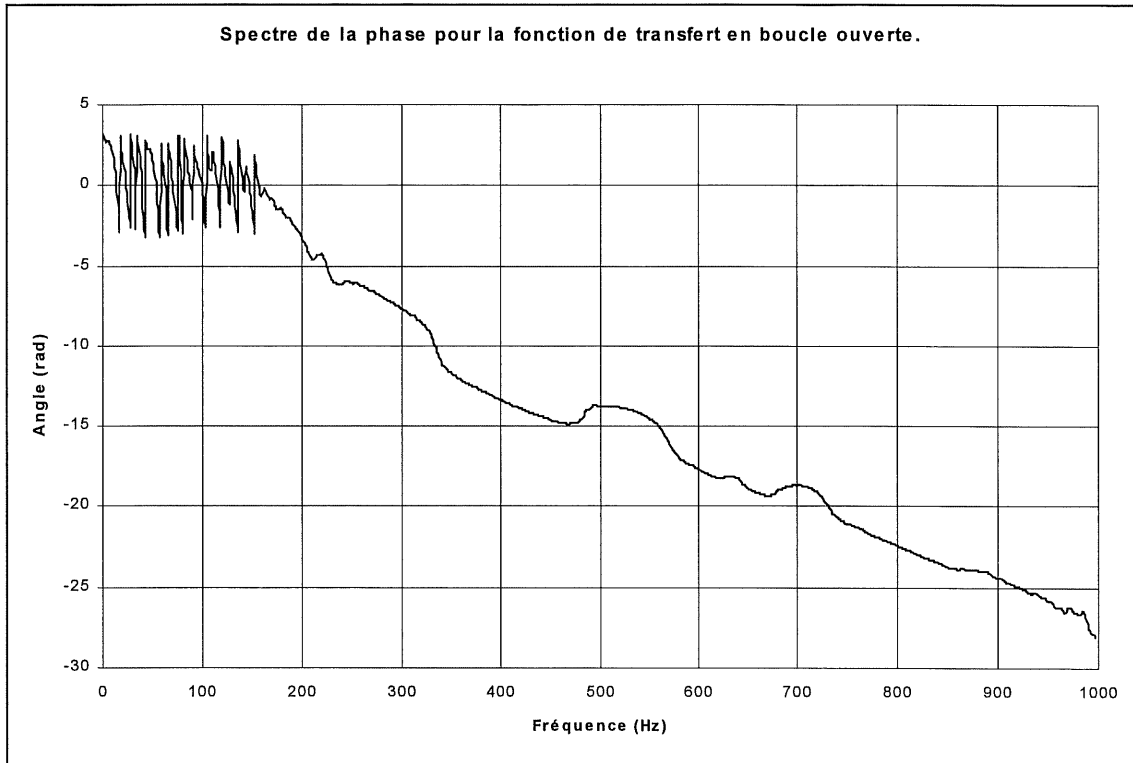


Figure 4.7 Diagrammes de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte

À partir de ces données, un modèle de la réponse impulsionnelle du système en boucle ouverte est calculé. Un modèle de perturbation est également utilisé. Le ton pur et le bruit autour de cette composante sont vus comme une résonance à 615 Hz. Un bon indicateur de la performance du contrôleur analogique est le spectre de la sensibilité présenté à la Figure 4.8.

Les atténuations estimées par l'algorithme en fonction de la fréquence sont présentées sur la Figure 4.8. Les conditions de la perturbation pour le calcul de ce graphique sont assez optimistes, car le bruit large bande autour de la raie n'est pas aussi important que la réalité et les résonances dues aux modes de conduit ne sont pas considérées. Le graphique de la Figure 4.8 montre une atténuation d'environ 20 dB à la fréquence de la raie et une régénération de part et d'autre de la raie d'environ 3.5 dB.

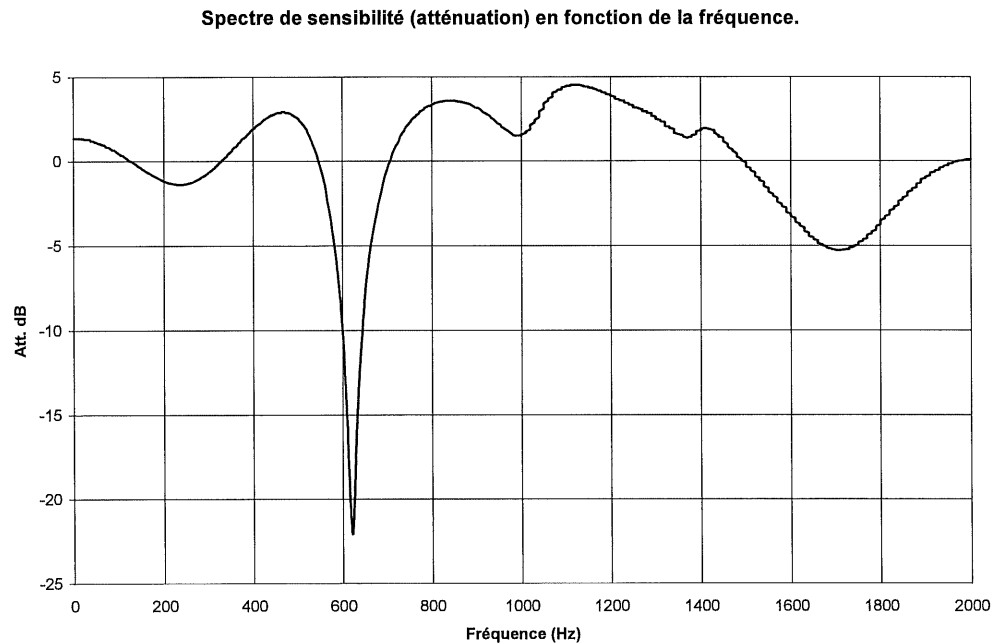


Figure 4.8 Spectre de sensibilité en fonction de la fréquence

La Figure 4.8 montre également que la robustesse n'est pas très bonne lors d'une variation en fréquence, la courbe d'atténuation à 615 Hz étant assez étroite. Une réduction de la fréquence de 15 Hz, par exemple, diminuerait l'atténuation à -10 dB seulement et la même chose se produirait pour une augmentation de 15 Hz. Pour avoir une meilleure robustesse en fréquence, il faut un spectre de sensibilité moins sélectif mais qui serait alors moins performant. La Figure 4.8

montre des zones de part et d'autre de la raie où il y a des atténuations positives, ce qui causerait des augmentations des niveaux à ces fréquences. Lorsque le bruit large bande n'est pas assez important sur le modèle de perturbation, l'algorithme ne fait pas attention au problème de régénération. En augmentant l'indice de bruit sur le modèle, la régénération de part et d'autre de la raie diminuerait, mais l'atténuation à 615 Hz serait également réduite. En fait, plus le filtre de contrôle devient sélectif plus le contrôle marche bien, car le filtre de contrôle devient seulement un gain et un inverseur de phase à la fréquence désirée. Pour ce dernier calcul, la Figure 4.9 montre le filtre de contrôle estimé. Les diagrammes de Bode illustrent bien ce fait que, fondamentalement, le filtre de contrôle se résume à un gain et une inversion de phase à la fréquence désirée. Le gain à basses fréquences du filtre de contrôle s'explique par l'absence de bruit à basses fréquences à cause d'un filtre passe-haut (à 450 Hz) utilisé sur le microphone et le haut-parleur lors de la mesure de la fonction de transfert en boucle ouverte. Pour minimiser la complexité du filtre, l'algorithme de calcul du filtre ne considère pas comme importante l'augmentation possible des niveaux aux basses fréquences.

En résumé, il est possible de faire un contrôle avec un *feed-back* analogique pour le cas du ventilateur haute pression, mais le manque de robustesse devient rapidement une contrainte importante. De plus, la variation de la fonction de transfert à cause des conditions géométriques des conduits à l'entrée ou à la sortie de l'échangeur d'air peut rendre le système de contrôle inefficace. Une autre contrainte est la mise en œuvre du filtre calculé par l'algorithme sur un circuit analogique. En effet, la réalisation d'un tel circuit n'est pas toujours possible et/ou facile. Or, pour obtenir des coûts inférieurs à ceux du contrôleur numérique, il faut un filtre de contrôle très simple, ce qui n'est pas le cas pour le filtre de la Figure 4.9. Le contrôleur *feed-back* analogique n'apparaît donc pas intéressant pour le projet de Venmar.

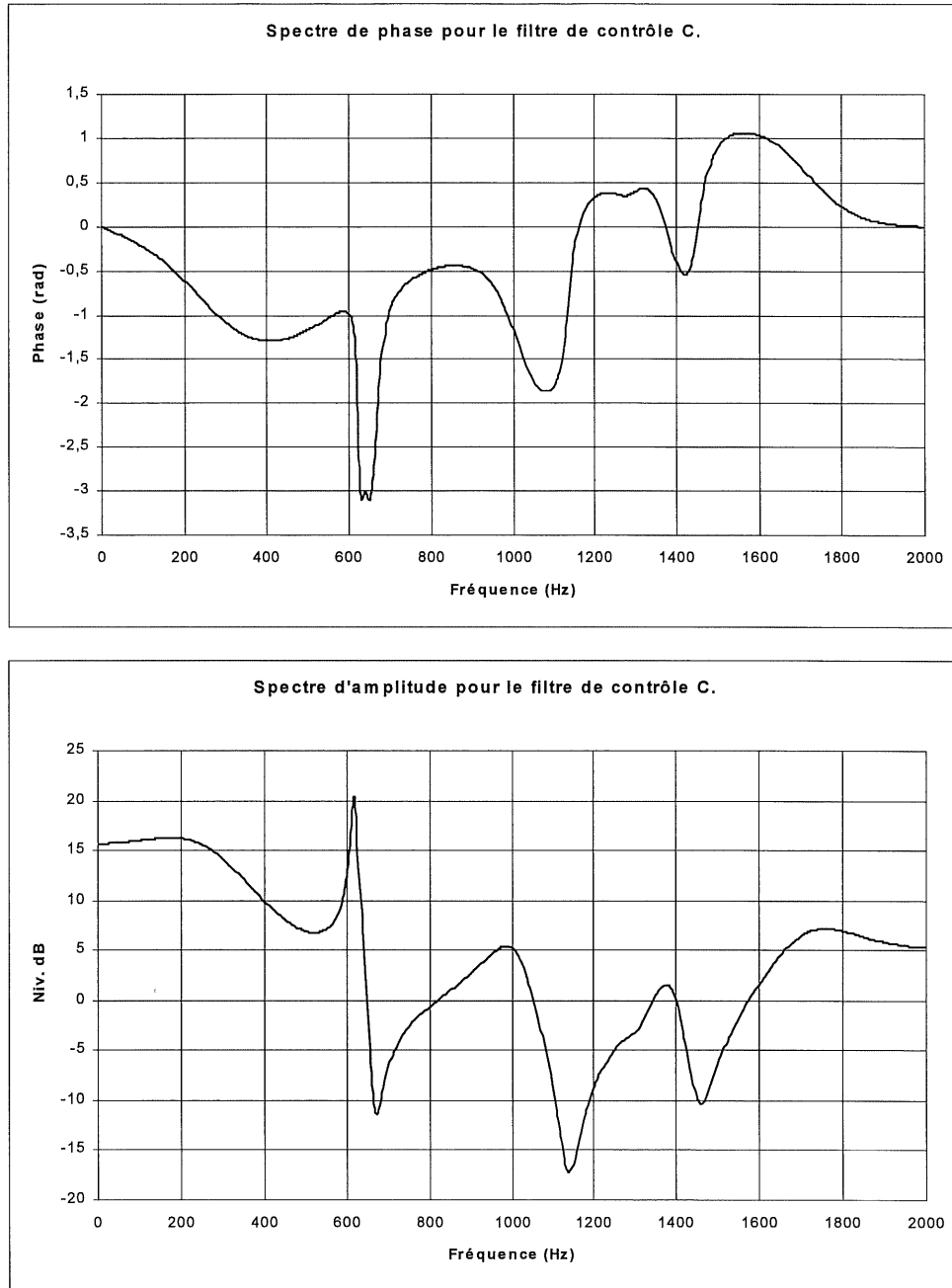


Figure 4.9 Diagrammes de Bode pour le filtre de contrôle C

4.4 *Feed-back* prédictif numérique

Ce type d'algorithme est basé sur l'approche des contrôleurs *feed-forward* [16]. L'algorithme utilise une référence et une mesure d'erreur pour effectuer l'adaptation du filtre de contrôle. Mais la référence est obtenue par calcul en soustrayant la contribution de l'actionneur sur le signal mesuré au microphone d'erreur. Cette reconstruction de la référence nécessite une étape d'identification de la fonction de transfert entre le microphone d'erreur et le haut-parleur de contrôle. Cette étape d'identification est effectuée préalablement au contrôle.

Pour évaluer ce *feed-back* prédictif, les travaux de mise en œuvre de Martin Bouchard [12] seront utilisés. Cet algorithme a été implanté sur un DSP C31 de Texas Instruments monté sur PC. La Figure 4.10 montre un schéma bloc expliquant le principe de cet algorithme. Comme expliqué précédemment, un filtre identifié (\hat{H}) de la fonction de transfert réelle (H) est utilisé pour soustraire, du signal d'erreur (e), la contribution du haut-parleur de contrôle. De cette façon, une référence du bruit à contrôler est estimée. Cette référence reconstruite ($\hat{d}(n)$) préalablement filtrée par (\hat{H}) peut alors être utilisée pour adapter les coefficients du filtre de contrôle (W) à l'aide d'un LMS. Au point de vue numérique, le contrôleur effectue les opérations suivantes à chacune des interruptions du convertisseur d'entrée :

1) Lecture de la valeur retournée par l'AIC d'entrée (AIC : Analog Interface Circuits) et compensation de l'*offset* :

$$e = AIC_{input} - offset \quad (4-4)$$

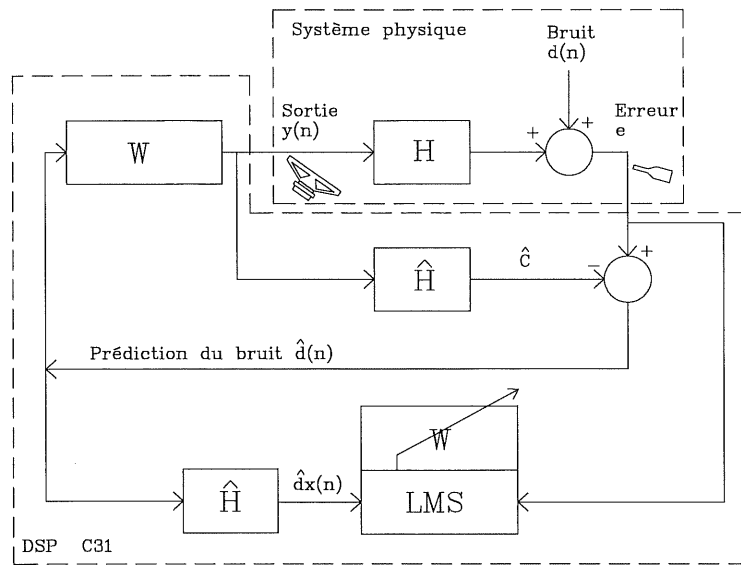


Figure 4.10 Schéma bloc de l'algorithme de contrôle *feed-back* prédictif

2) Calcul de la valeur à inscrire dans l'AIC de sortie par le produit de convolution suivant :

$$AIC_{output} = \hat{d} * W \quad (4-5)$$

3) Calcul de la référence filtrée pour l'entrée du LMS :

$$\hat{d}x = \hat{d} * \hat{H} \quad (4-6)$$

4) Calcul de la contribution du haut-parleur de contrôle sur le signal d'erreur par le produit de convolution suivant :

$$\hat{C} = y * \hat{H} \quad (4-7)$$

5) Calcul de l'estimation de la référence :

$$\hat{d} = e - \hat{C} \quad (4-8)$$

6) Adaptation du filtre de contrôle W :

$$W_{i+1} = W_i - \mu_{control} \cdot e \cdot \hat{d} x \quad (4-9)$$

Le $\mu_{control}$ est le pas d'adaptation du LMS qui doit être ajusté pour obtenir une vitesse de convergence optimale pour l'adaptation du filtre de contrôle (W). La technique utilisée pour identifier la fonction de transfert (H) est illustrée à l'aide d'un schéma bloc à la Figure 4.11.

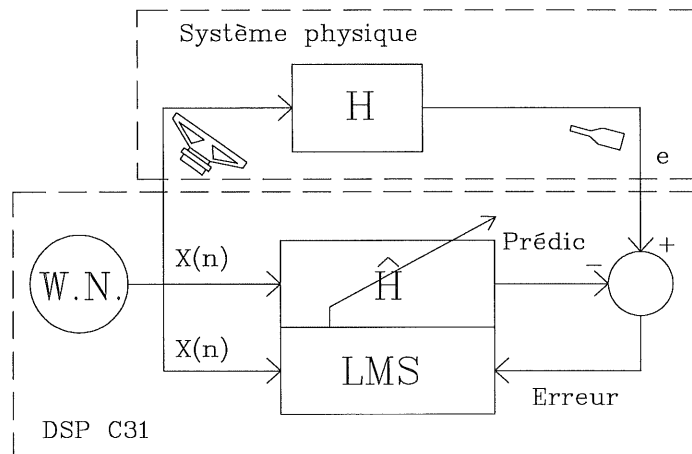


Figure 4.11 Schéma bloc de la phase d'identification

Un bruit blanc ($W.N.$) est généré par le contrôleur dans le système physique via le haut-parleur de contrôle. Ensuite, la comparaison de la prédiction (*prédic*) avec la mesure au microphone permet de calculer l'erreur d'estimation pour ainsi optimiser le filtre (\hat{H}) à l'aide d'un LMS. Les opérations suivantes sont effectuées à chacune des interruptions de l'AIC :

1) Lecture de la valeur retournée par l'AIC d'entrée et compensation de *l'offset* :

$$e = AIC_{input} - offset \quad (4-10)$$

2) Calcul de la valeur à inscrire dans l'AIC de sortie à l'aide du générateur de bruit blanc :

$$AIC_{output} = sortie(W.N.) \quad (4-11)$$

Le générateur de bruit blanc génère un chiffre entre -1 et 1 de façon aléatoire à chacune des interruptions de l'AIC.

3) Calcul de la prédiction du bruit mesuré par le produit de convolution suivant :

$$prédic = X * \hat{H} \quad (4-12)$$

4) Calcul de l'erreur d'estimation de la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$erreur = e - prédic \quad (4-13)$$

5) Adaptation du filtre (\hat{H}) pour obtenir une erreur de prédiction minimale :

$$\hat{H}_{i+1} = \hat{H}_i + \mu_{iden} \cdot e \cdot X \quad (4-14)$$

Ce type d'algorithme est très performant et peut être utilisé pour contrôler un bruit à bande plus ou moins étroite en fonction de la distance entre le haut-parleur et le microphone d'erreur. Pour le ventilateur haute pression, ce type de contrôleur est adéquat. Sa performance pour le bruit prédictif et sa robustesse face à des changements de la fonction de transfert d'une installation à l'autre sont des caractéristiques très intéressantes pour le projet de Venmar.

Le montage utilisé pour faire une évaluation de l'efficacité de ce type de contrôleur est présenté à la Figure 4.12. Le système mécanique (haut-parleur et microphone) utilisé est celui décrit au chapitre 3. Des filtres passe-haut (avec la fréquence de coupure fixée à 450 Hz) sont utilisés sur le microphone d'erreur et sur le haut-parleur de contrôle. Le filtre passe-haut sur le microphone permet d'orienter le contrôleur vers la raie à 615 Hz et d'éviter de perdre des coefficients du filtre de contrôle (W) sur le bruit basses fréquences. Le filtre passe-haut sur le haut-parleur permet de s'assurer qu'aucune basse fréquence n'est envoyée au haut-parleur pour éviter de l'endommager.

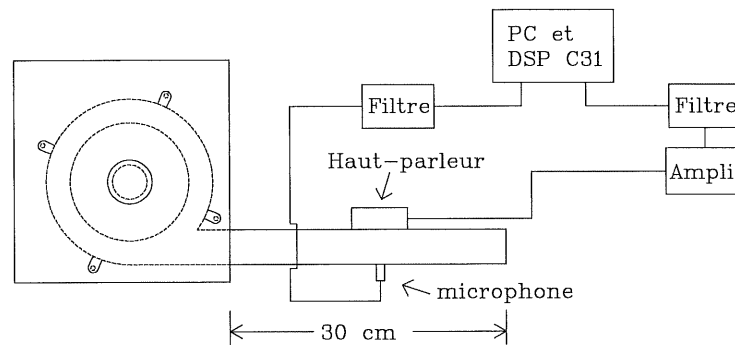


Figure 4.12 Schéma du montage pour l'évaluation de l'efficacité du *feed-back* prédictif

Le nombre de coefficients pour le filtre de contrôle (W) est fixé à 64 alors que le filtre d'identification (\hat{H}) possède 256 coefficients. La Figure 4.13 montre le spectre de contrôle au microphone d'erreur. L'atténuation sur la raie est d'environ 20 dB. L'absence des résonances en basses fréquences est causée par le filtre passe-haut sur le microphone d'erreur. L'objectif de cette première évaluation est de vérifier l'efficacité du contrôleur sans trop se soucier des aspects monétaires et d'encombrement. La prise en compte de ces critères sera traitée au chapitre 5.

Donc, il est possible de faire un contrôle adéquat sur le ton pur à 615 Hz (élimination complète de cette composante) avec ce type de contrôleur. Le *feed-back* prédictif est donc intéressant pour le projet de Venmar. Son implantation sur un système DSP autonome moins onéreux et l'élimination des filtres physiques utilisés ici nécessitent cependant des développements supplémentaires.

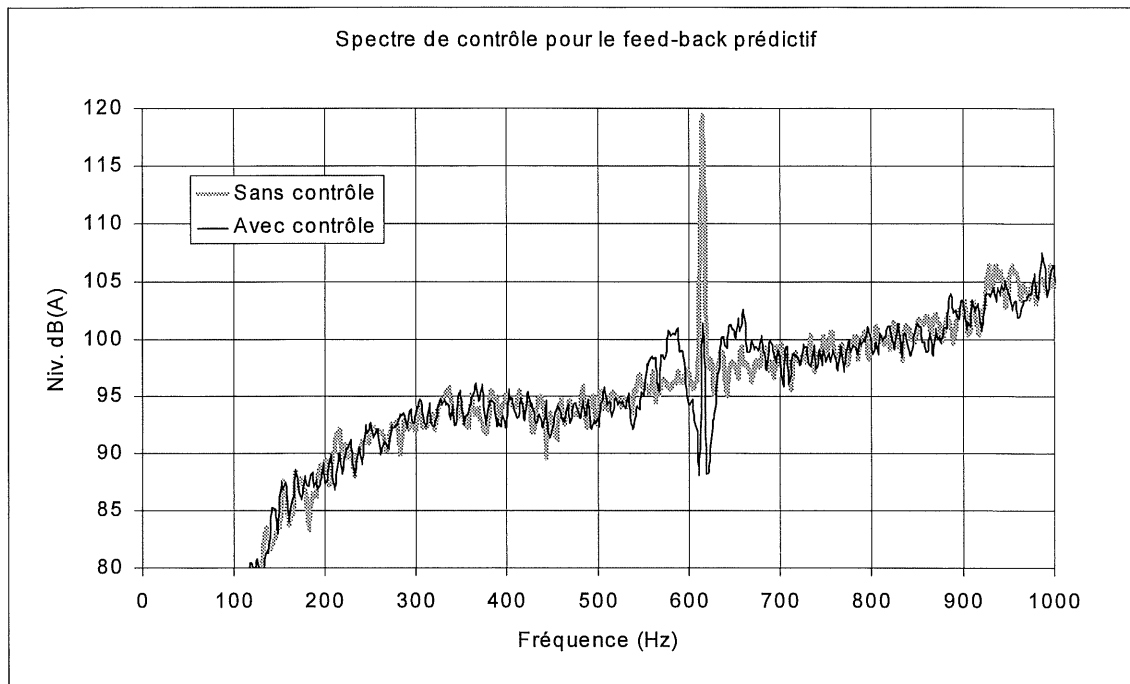


Figure 4.13 Spectre de contrôle pour le *feed-back* prédictif

5. CHAPITRE 5 : AMÉLIORATION DE LA ROBUSTESSE DE L'ALGORITHME

5.1 Identification des problèmes de robustesse de l'algorithme

Les expérimentations préliminaires réalisées au chapitre précédent pour l'évaluation du *feed-back* prédictif numérique ont montré de bons résultats. L'utilisation d'un grand nombre de coefficients pour le filtre de contrôle (W) et des filtres passe-haut sur l'entrée et la sortie de la carte DSP ont toutefois été nécessaires pour effectuer un contrôle adéquat. En effet, le spectre à contrôler peut varier considérablement d'une configuration géométrique à l'autre. Le graphique de la Figure 5.1 présente deux spectres pour deux configurations géométriques du conduit de sortie. Pour un spectre sans pondération A, les amplitudes des composantes basses fréquences sont importantes devant le ton pur à 615 Hz. Ces résonances introduisent un biais sur le filtre de contrôle optimal et il faut alors plus de degrés de liberté au filtre pour s'assurer d'une atténuation maximale au ton pur malgré la présence du bruit basses fréquences. Le filtre passe-haut sur le microphone d'erreur permet de limiter ce problème et d'orienter le contrôleur vers le ton pur à 615 Hz. Toutefois, malgré l'utilisation de ce filtre, 64 coefficients de contrôle ont été nécessaires pour réaliser un bon contrôle pour certaines configurations géométriques du conduit de sortie.

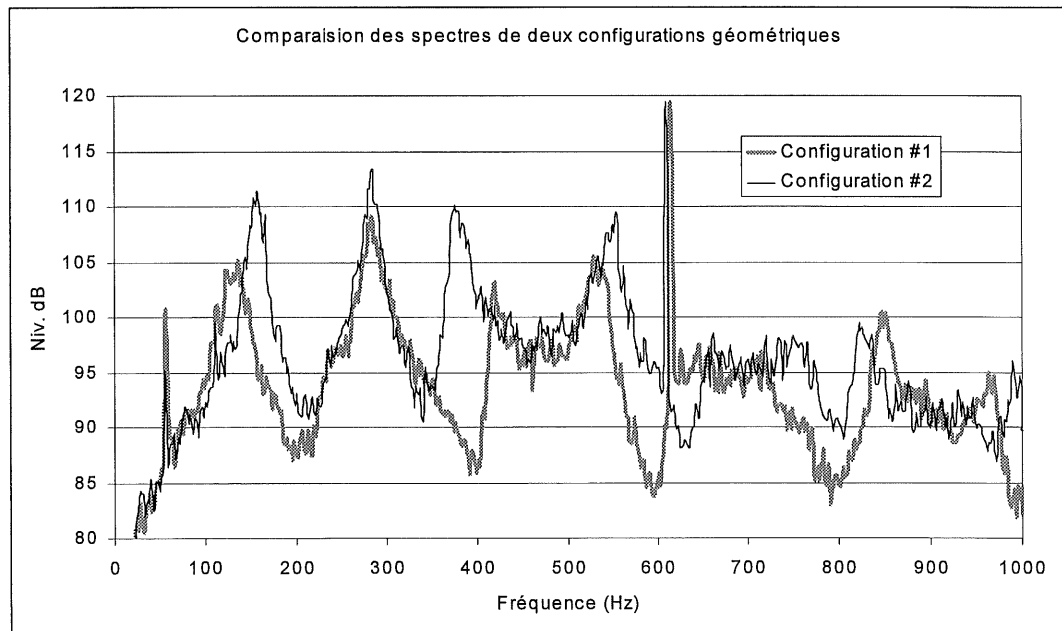


Figure 5.1 Comparaison des spectres de deux configurations géométriques

Ces deux configurations géométriques sont illustrées à la Figure 5.2.

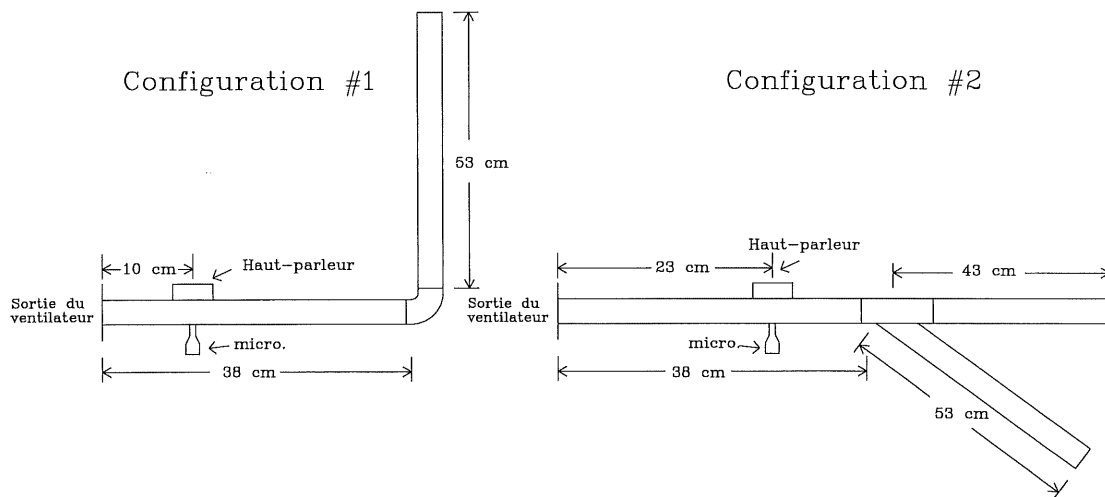


Figure 5.2 Schéma des deux configurations géométriques du conduit de sortie

Les deux spectres présentés à la Figure 5.1 montrent de bonnes différences sur le bruit large bande, et la présence du bruit à basses fréquences est importante sur les deux mesures. Le contrôleur développé devra faire face à ce type de variations et sa performance ne devra pas être influencée par la présence du bruit à basses fréquences.

Un autre problème constaté lors des premières expérimentations en contrôle est la régénération de part et d'autre du ton pur. Lorsqu'il y a du bruit large bande en plus du ton pur à contrôler, le filtre de contrôle effectue alors un compromis entre l'atténuation de la raie et le filtrage du signal de référence comprenant le bruit. Pour obtenir un bon compromis, le filtre de contrôle a tendance à atténuer les composantes de bruit présentes autour du ton pur, en gardant un gain optimal pour le ton pur (comportement passe bande). Pour être capable de faire cela, le filtre de contrôle doit avoir suffisamment de degrés de liberté (i.e. de coefficients).

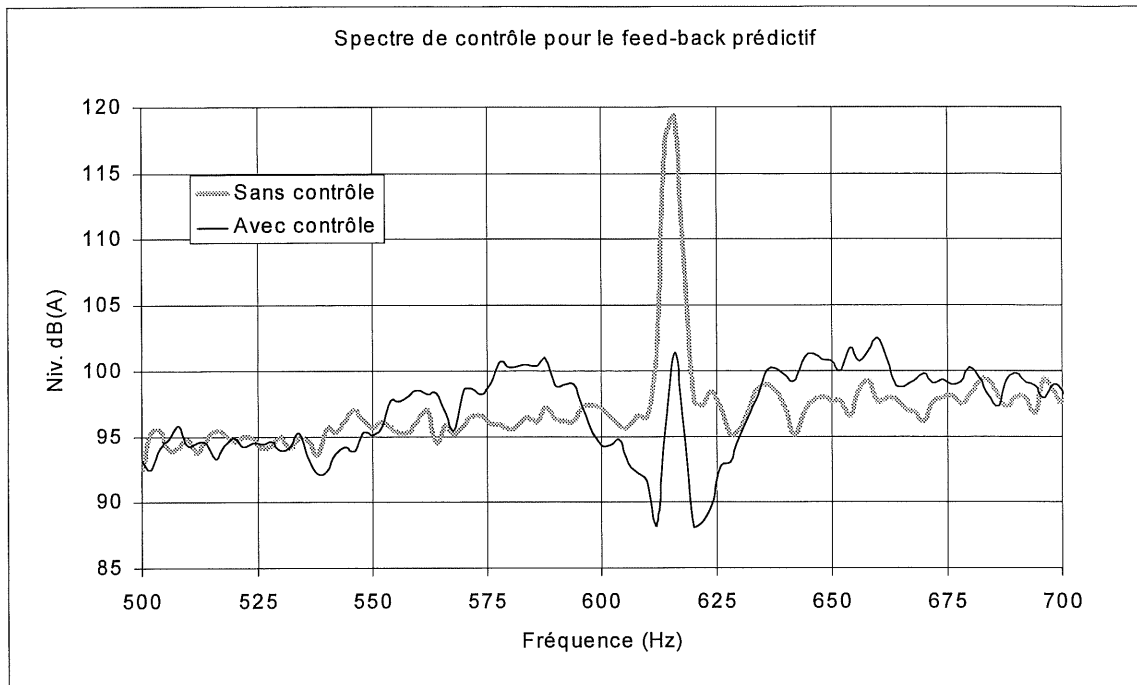


Figure 5.3 Exemple d'un spectre de contrôle avec régénération autour du ton pur

Lorsque le filtre de contrôle n'a pas suffisamment de degrés de liberté, il y a régénération de part et d'autre de la raie. Cet effet est bien visible sur le spectre de contrôle de la Figure 5.3. Le spectre de bruit avec contrôle présente une augmentation d'environ 5 dB sur une plage de 100 Hz centrée sur le ton pur à 615 Hz. La Figure 5.4 montre le spectre de la réponse impulsionnelle du filtre de contrôle (64 coefficients) pour la configuration #1 de la Figure 5.2. L'utilisation de la technique du *zero padding* permet d'augmenter la définition (de 64 à 1024 lignes) du spectre et de visualiser la forme spectrale du filtre de contrôle. Pour ce faire, la réponse impulsionnelle du filtre de contrôle utilisée pour le calcul de la FFT est complétée par des zéros pour augmenter sa longueur jusqu'à 2048.

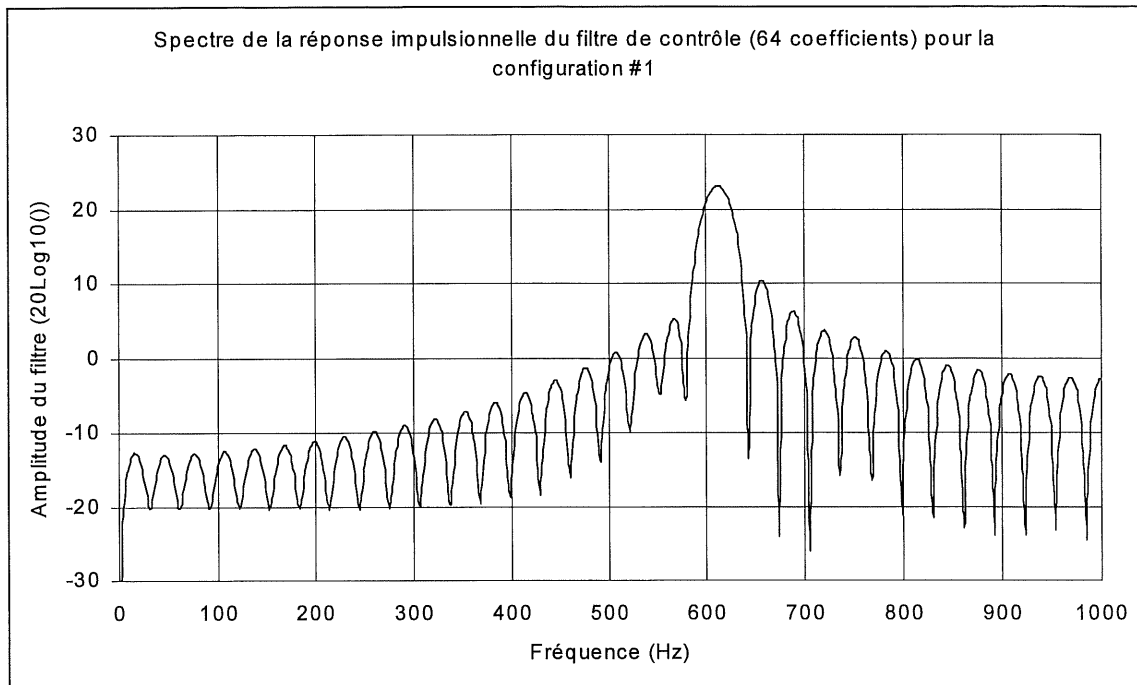


Figure 5.4 Exemple du spectre d'un filtre de contrôle pour la configuration #1

La présence du filtre physique passe-haut à 450 Hz a bien orienté le contrôleur sur la raie à 615 Hz. La Figure 5.4 montre que le filtre (W) a son gain maximal sur la raie. Ce filtre de contrôle (W) centré sur la raie a une certaine largeur de bande (environ 50 Hz) qui n'est pas assez faible pour éviter le problème de régénération. La façon classique d'éviter le problème de régénération est d'augmenter le nombre de coefficients de contrôle pour rendre le contrôleur plus sélectif. En augmentant le nombre de coefficients du filtre de contrôle, la demande en puissance de calcul augmente et l'utilisation d'un DSP plus puissant devient rapidement nécessaire et, conséquemment, les coûts montent.

Pour s'attaquer à ces problèmes de robustesse, voici les objectifs sur lesquels l'optimisation sera basée :

- 1) Éviter l'utilisation de filtres physiques onéreux sur l'entrée et la sortie du contrôleur.
- 2) S'assurer d'une efficacité du contrôle peu importe le contenu spectral de part et d'autre de la raie.

3) Éviter les problèmes de régénération tout en utilisant un nombre restreint de coefficients pour le filtre de contrôle (W).

5.2 Optimisation de l'algorithme *feed-back* prédictif

Pour augmenter la sélectivité du contrôleur, pour supprimer l'utilisation du filtre passe-haut sur le microphone d'erreur et pour éviter la régénération sans utiliser un nombre important de coefficients pour le filtre de contrôle (W), l'ajout d'un filtre (F) sur la référence reconstruite (\hat{d}) a été évalué. La Figure 5.5 montre le schéma bloc de l'algorithme de contrôle avec l'ajout de ce filtre sur la référence.

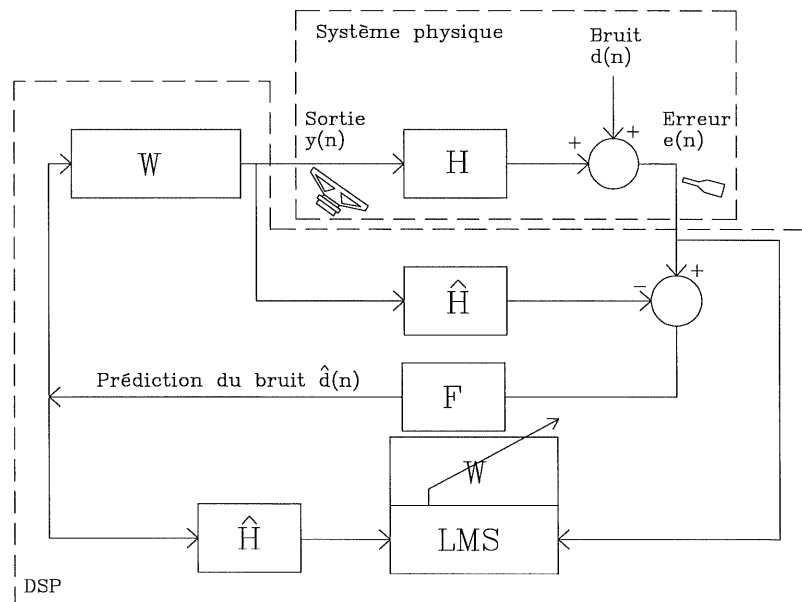


Figure 5.5 Schéma bloc de l'algorithme *feed-back* avec l'ajout du filtre sur la référence

Ce filtre passe bande (F) est centré sur le ton pur à 615 Hz. Ce filtre n'est pas physique, mais plutôt numérique et implanté à même l'algorithme de contrôle. Son effet est double. Lors de l'adaptation, le LMS n'est pas influencé par le bruit en dehors de la bande passante du filtre (F). L'adaptation est donc plus efficace pour le contrôle du ton pur. De plus, lors de la convolution entre la référence (\hat{d}) et le filtre de contrôle (W), le signal de contrôle n'est pas entaché de la

présence du bruit en dehors de la bande passante du filtre (F) et, ainsi, la régénération est moins importante.

Pour représenter une solution intéressante, il faut s'assurer que l'ajout de ce filtre n'augmente pas trop la demande en puissance de calcul par rapport à une simple augmentation du nombre de coefficients du filtre de contrôle. Il faut utiliser un filtre (F) très sélectif pour éviter les problèmes de régénération si le filtre de contrôle (W) n'a pas un nombre de coefficients de contrôle élevé. L'utilisation d'un filtre (F) très sélectif demande cependant beaucoup d'espace mémoire et de temps de calcul. Aussi, un tel filtre offre peu de souplesse en fréquence. Un léger déplacement de quelques Hz du ton pur pourrait rendre le contrôle impossible puisque le contrôleur ne capterait tout simplement plus le bruit à 615 Hz. L'approche utilisée sera plutôt d'implanter un filtre (F) assez doux pour remplacer le filtre physique et pour orienter le contrôleur vers le ton pur et d'ajuster par la suite le nombre de coefficients pour le filtre de contrôle de façon à obtenir un bon contrôle avec un minimum de régénération.

En premier lieu, il faut donc implanter le filtre numérique (F) sur la carte DSP C31 montée sur PC. Puisque cette plate-forme ne sera pas utilisée sur le système final, l'intérêt de cette implantation sera d'évaluer la performance du contrôleur modifié et non d'optimiser le filtre (F). Le type de filtre utilisé a été choisi dans l'optique de simplifier sa mise en œuvre sur la carte DSP C31. La Figure 5.6 montre le filtre implanté sur ce DSP. Le filtre est une combinaison de filtres récurrents elliptiques passe-haut (à 610 Hz) et passe-bas (à 620 Hz) d'ordre 4. Sur la plate-forme qui sera utilisée pour le système final, il faudra choisir un type de filtre aussi performant que celui de la Figure 5.6 et nécessitant le moins de puissance de calcul possible.

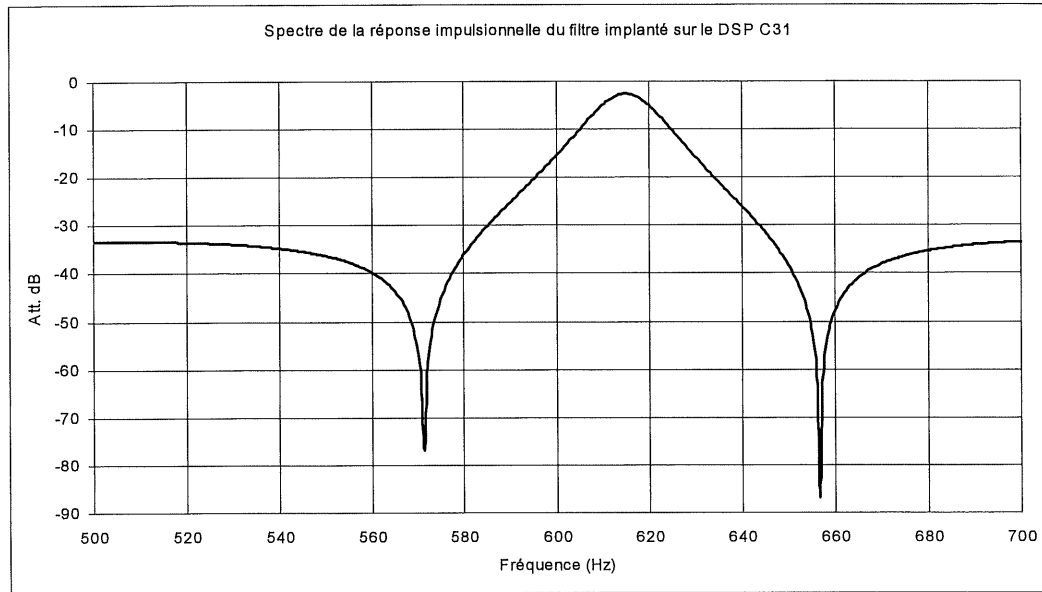


Figure 5.6 Spectre de la réponse impulsionnelle du filtre implanté sur la carte DSP C31

Pour évaluer le nombre de coefficients du filtre de contrôle à utiliser, plusieurs expérimentations en contrôle ont été effectuées en utilisant la configuration #3 de la Figure 5.10. La Figure 5.7, Figure 5.8 et Figure 5.9 montrent les spectres de contrôle pour 16, 32 et 64 coefficients pour le filtre de contrôle.

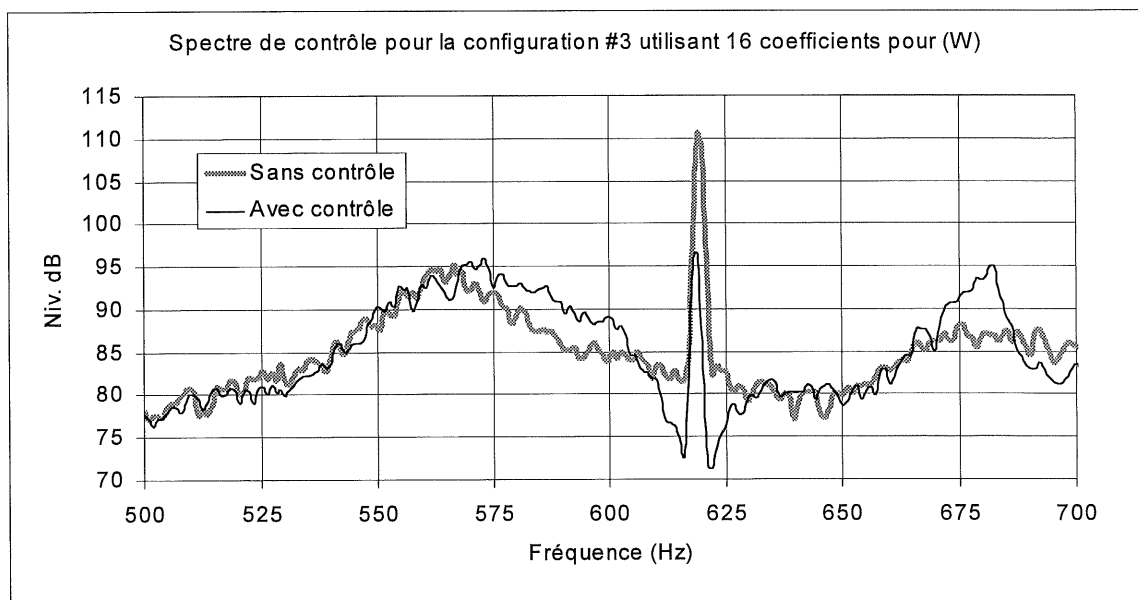


Figure 5.7 Spectre de contrôle avec 16 coefficients pour le filtre (W)

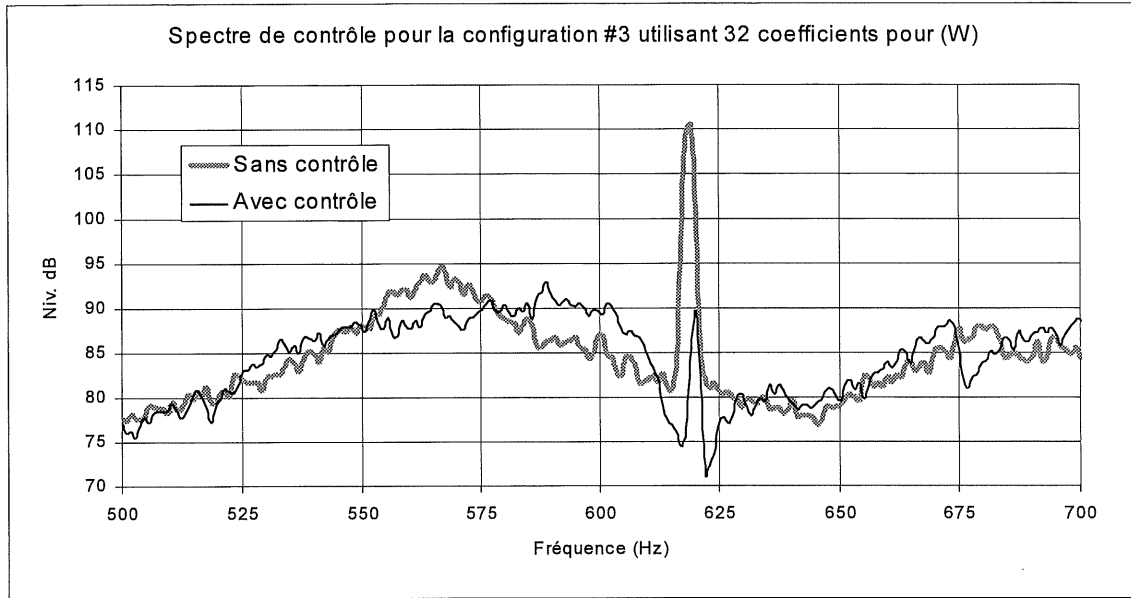


Figure 5.8 Spectre de contrôle avec 32 coefficients pour le filtre (W)

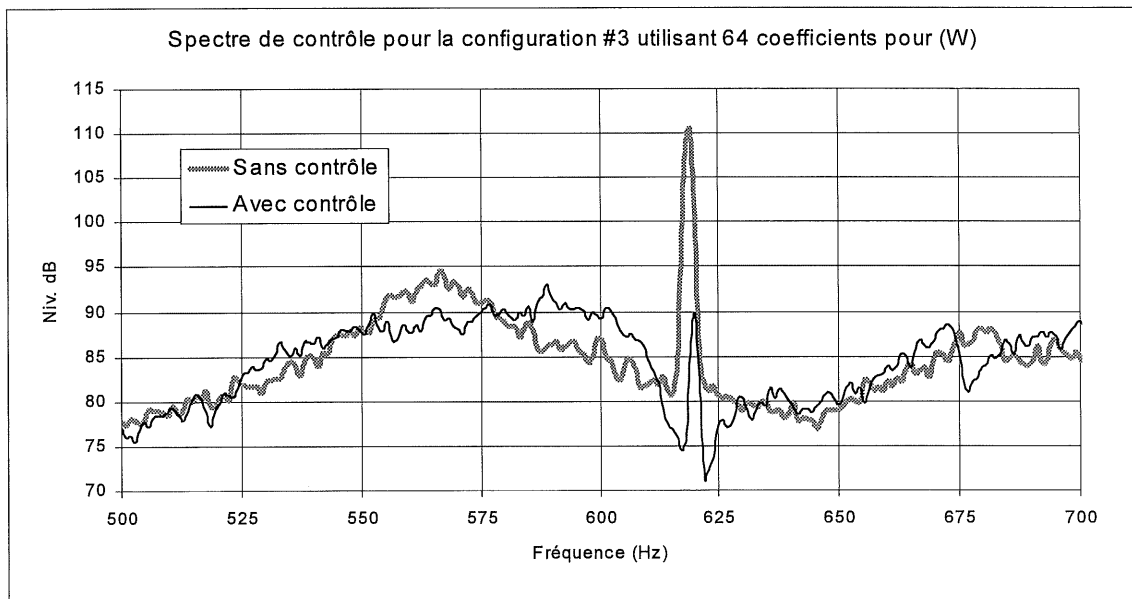


Figure 5.9 Spectre de contrôle avec 64 coefficients pour le filtre (W)

Le graphique de la Figure 5.7 illustre bien le problème de régénération lorsque le filtre de contrôle (W) utilise seulement 16 coefficients. La régénération est importante à 675 Hz et le ton pur n'est pas complètement contrôlé. L'augmentation à 32 coefficients améliore considérablement la performance du contrôleur sur le ton pur et la régénération est beaucoup moins importante. L'utilisation de 64 coefficients ne montre pas un gain très important par

rapport à 32 coefficients. Le filtre de contrôle (W) utilisé pour le contrôleur optimisé possédera donc 32 coefficients.

5.3 Performance de l'algorithme avec filtrage de la référence reconstruite

La performance du système de contrôle développé à la dernière section est présentée dans les prochains paragraphes. Plusieurs configurations géométriques pour le conduit de sortie ont été évaluées. La Figure 5.10 montre deux autres configurations étudiées en plus de celles de la Figure 5.2.

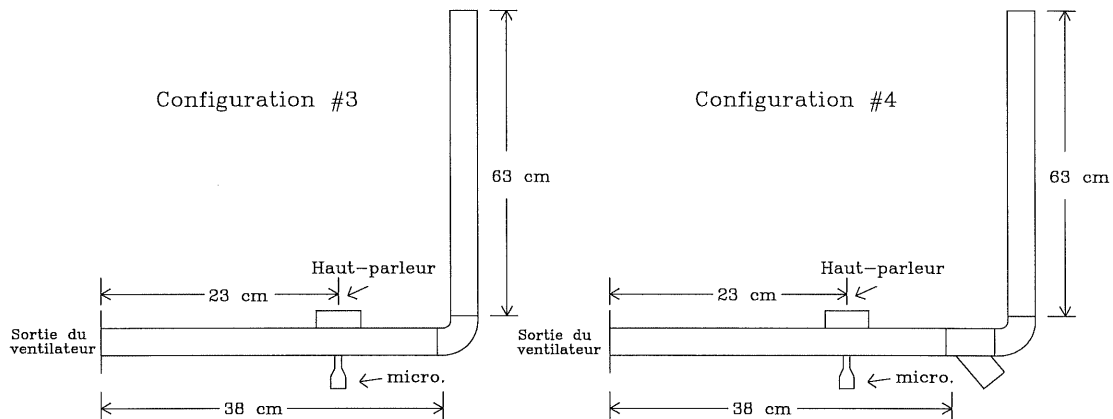


Figure 5.10 Schéma des configurations #3 et #4

La présence d'un coude à la sortie du ventilateur augmente de beaucoup la durée de la réponse impulsionnelle du système physique. Avec une fréquence d'échantillonnage de 2000 Hz, il faut un grand nombre de coefficients pour caractériser correctement la réponse impulsionnelle de la fonction de transfert entre le haut-parleur de contrôle et le microphone d'erreur. Pour la phase d'identification, les différentes configurations des Figure 5.2 et Figure 5.10 requièrent au moins 256 coefficients pour le filtre identifié de la fonction de transfert physique (\hat{H}).

La Figure 5.11 et Figure 5.12 montrent respectivement le spectre de contrôle au microphone d'erreur et le spectre de la réponse impulsionnelle du filtre de contrôle pour la

configuration #1. La performance du système de contrôle est adéquate pour cette configuration. Le ton pur est atténué de 27 dB jusqu'au bruit de fond.

La vitesse de convergence de l'algorithme est bonne. Après plusieurs essais, il a été possible de fixer le pas d'adaptation du LMS (μ) de façon à obtenir une atténuation complète de la raie en moins d'une seconde.

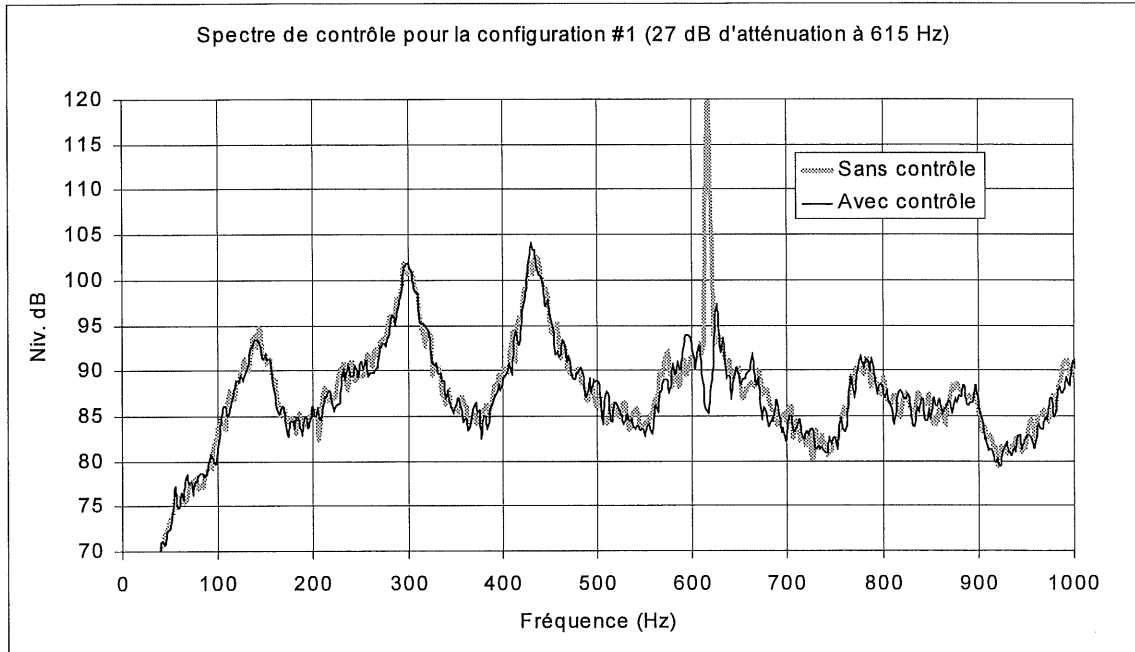


Figure 5.11 Spectre de contrôle pour la configuration #1

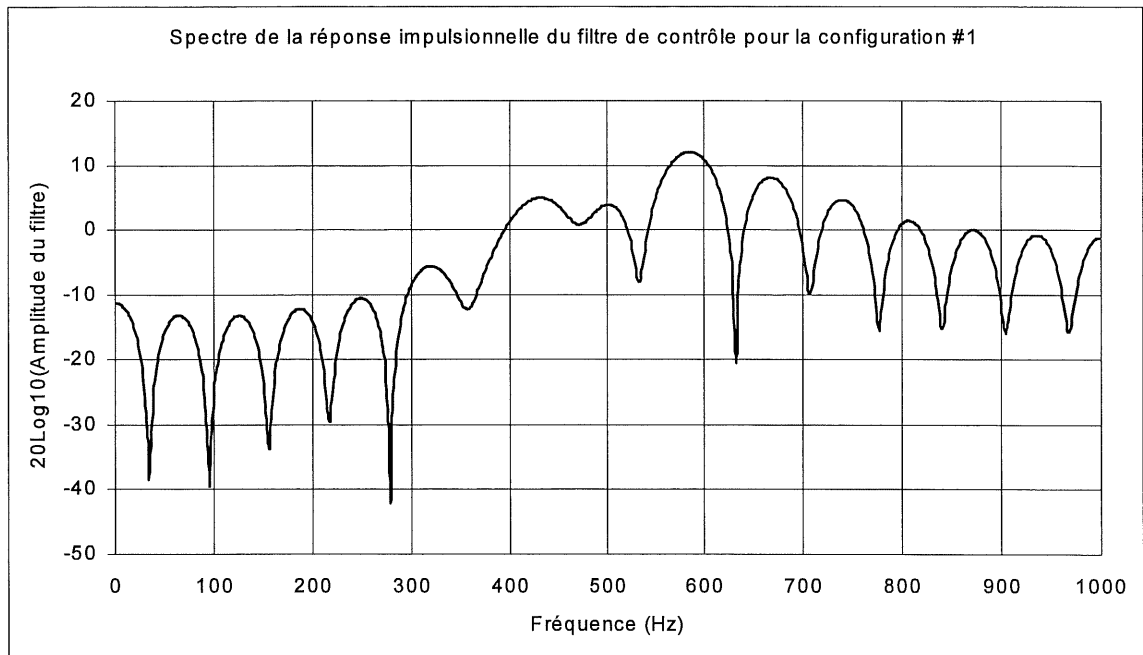


Figure 5.12 Spectre de la réponse impulsionnelle du filtre de contrôle (configuration #1)

Les deux prochaines figures présentent la performance du contrôleur optimisé pour la configuration #2 (voir Figure 5.13 et Figure 5.14).

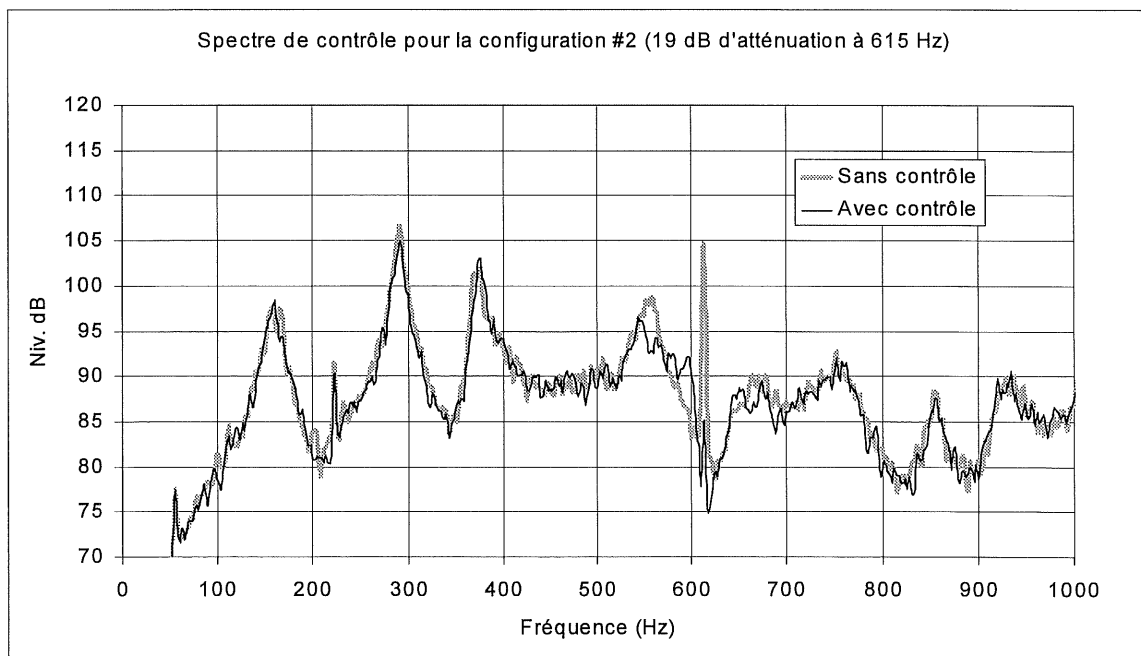


Figure 5.13 Spectre de contrôle pour la configuration #2

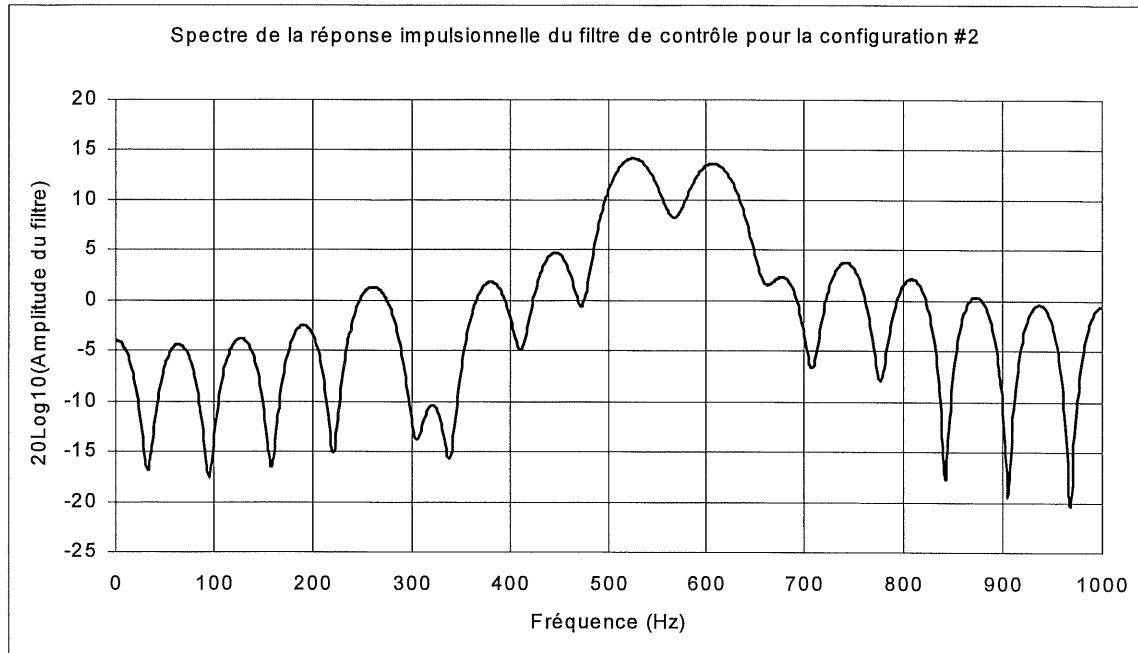


Figure 5.14 Spectre de la réponse impulsionnelle du filtre de contrôle (configuration #2)

La dernière configuration évaluée présente un cas assez problématique où le système de contrôle optimisé montre une bonne performance. Le ton pur émerge de seulement 19 dB du bruit de fond et les résonances du conduit à basses fréquences sont très importantes devant l'amplitude du ton pur. La Figure 5.15 et Figure 5.16 illustrent la performance du contrôleur optimisé pour la troisième configuration.

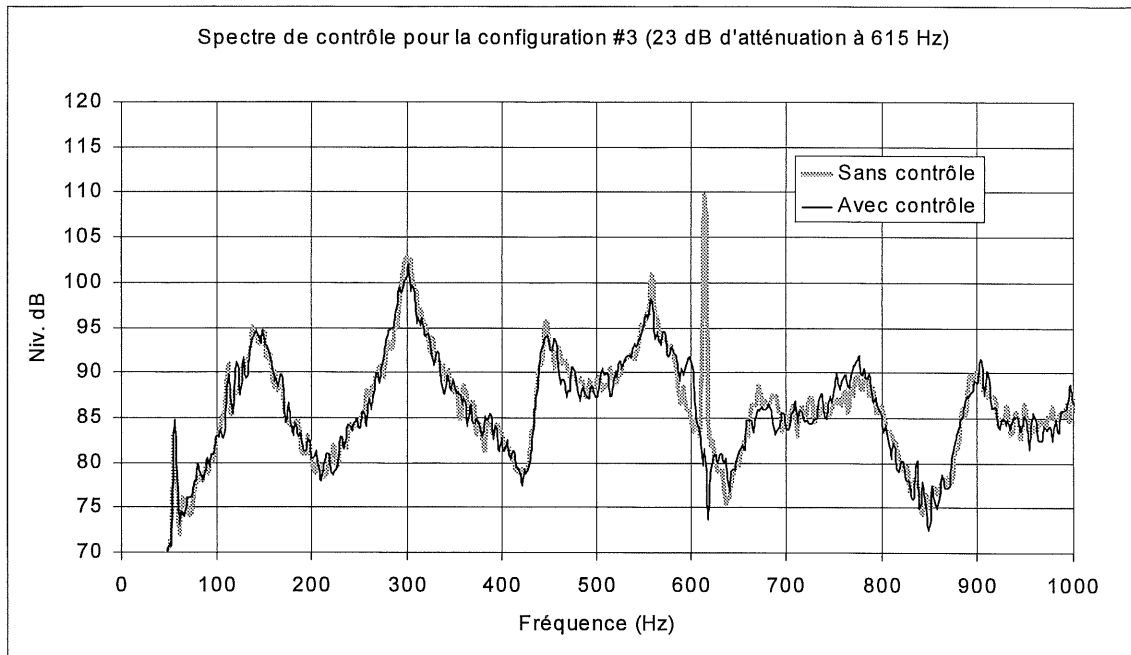


Figure 5.15 Spectre de contrôle pour la configuration #3

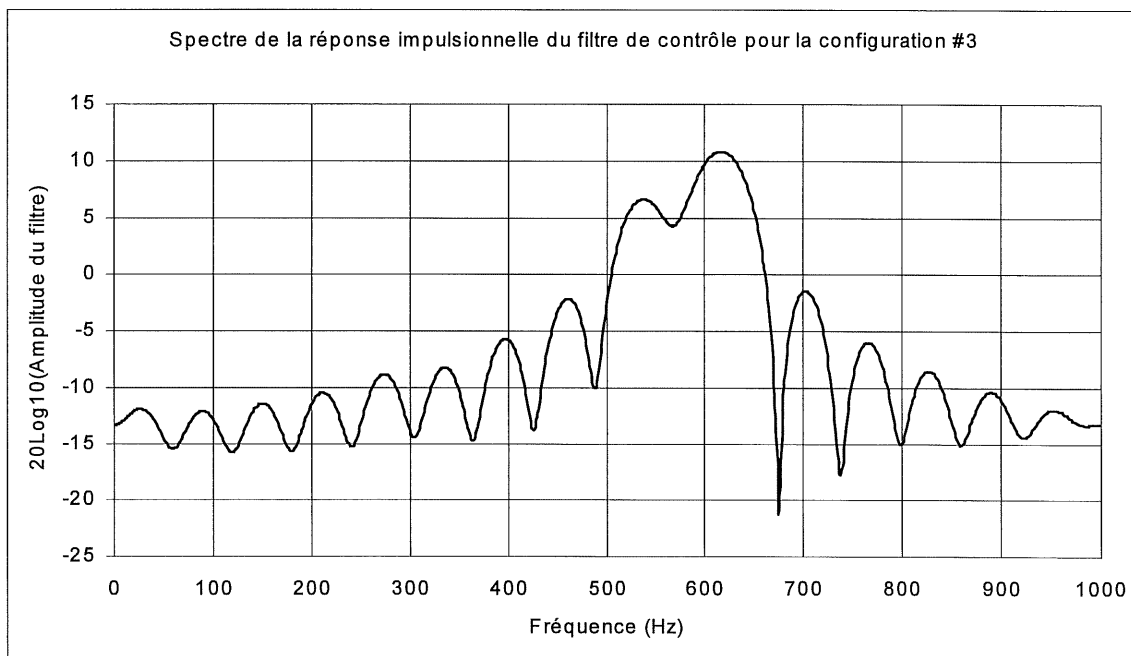


Figure 5.16 Spectre de la réponse impulsionnelle du filtre de contrôle (configuration #3)

Cette dernière configuration est semblable à la configuration #2. Cependant, le ton pur émerge de 5 dB de plus du bruit de fond que cette dernière configuration. La performance du

contrôleur optimisé est, encore une fois, conforme. Les prochaines figures présentent la performance du contrôleur pour la dernière configuration évaluée.

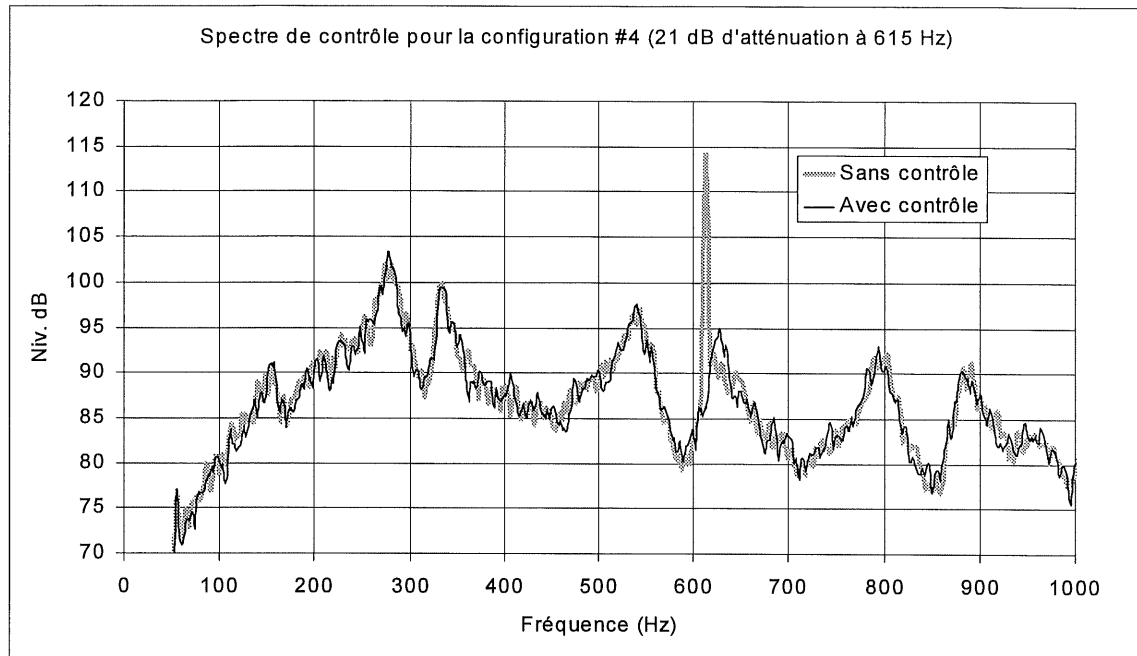


Figure 5.17 Spectre de contrôle pour la configuration #4

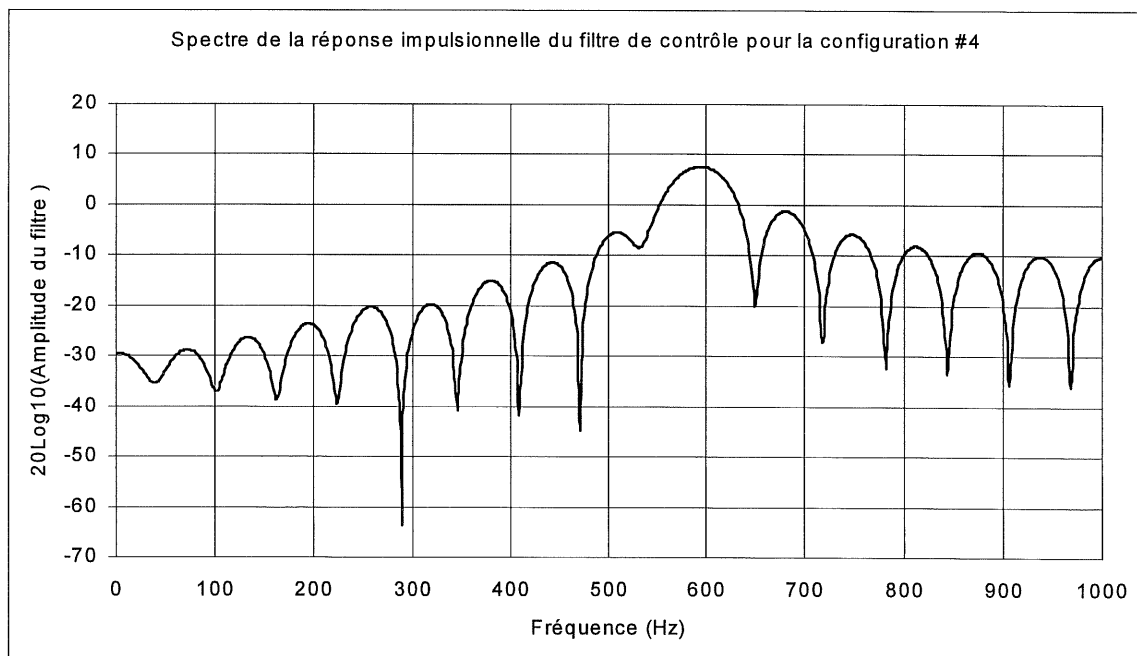


Figure 5.18 Spectre de la réponse impulsionnelle du filtre de contrôle (configuration #4)

Une fois de plus, le contrôleur optimisé offre des performances adéquates. Plusieurs autres configurations ont été étudiées et la performance du contrôleur au microphone d'erreur sur la raie est toujours bonne. La régénération est toujours très faible pour toutes les configurations évaluées.

5.4 Efficacité globale en fonction de la distance entre le haut-parleur et le microphone

La dernière section a démontré que l'efficacité du contrôleur optimisé au microphone d'erreur est satisfaisante. Par contre, les atténuations obtenues dans la pièce ne sont pas aussi bonnes. En général, le ton pur émerge d'environ 25 dB du bruit de fond, et l'atténuation au microphone d'erreur est d'environ 25 dB. Mais après le plan de contrôle ou dans la pièce, l'atténuation est d'environ 15 dB seulement. Les fuites par l'encoffrement ou l'entrée d'air ne sont pas responsables de ce problème puisqu'elles représentent des sources de bruit d'environ 35 dB de moins que la sortie d'air sur le montage utilisé (voir section 2.2). Le contrôleur optimisé ne réduit donc pas complètement la transmission de l'onde primaire à travers le plan de contrôle. Les problèmes associés aux ondes évanescentes mentionnés dans l'étude du CETIM [8] peuvent être responsables de cette fuite par le plan de contrôle.

Pour vérifier cet aspect, quelques expérimentations ont été réalisées. Le montage utilisé pour faire ces expérimentations est illustré à la Figure 5.19. Un microphone est placé à la sortie du conduit (sans protection en dehors de l'écoulement) pour permettre d'évaluer s'il y a des fuites par le plan de contrôle. Cinq positions pour le microphone d'erreur ont été utilisées avec un espacement de 2,5 cm.

Pour chacune des positions étudiées, le contrôleur optimisé offre une bonne performance au microphone d'erreur. Les atténuations pour chacune des positions sont assez constantes et d'environ 25 dB (élimination complète de la raie). Toutefois, les atténuations mesurées au microphone à la sortie du conduit ne sont pas toujours aussi importantes. Lorsque le microphone d'erreur est placé directement en avant du haut-parleur de contrôle, l'atténuation dans la pièce est de seulement 14 dB. Lorsque la distance entre le microphone d'erreur et le haut-parleur augmente, les atténuations dans la pièce se rapprochent de celles mesurées au microphone

d'erreur. La Figure 5.20 montre une courbe de la performance globale du contrôleur en fonction de la position du microphone d'erreur.

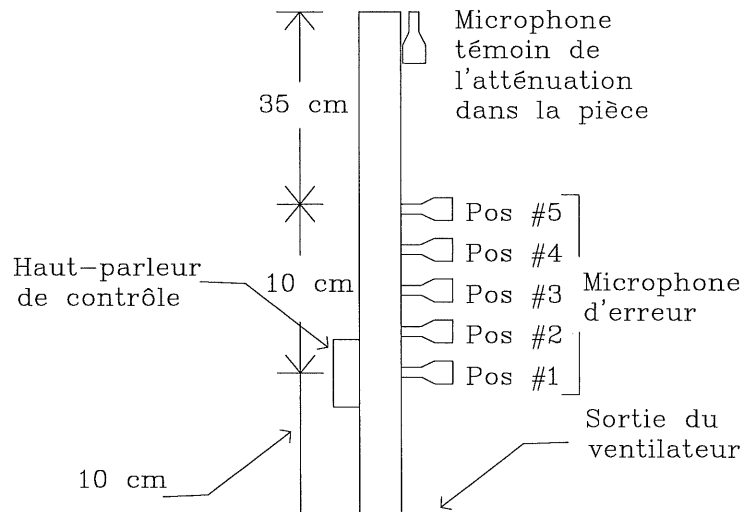


Figure 5.19 Schéma du montage utilisé pour vérifier la performance globale du contrôleur

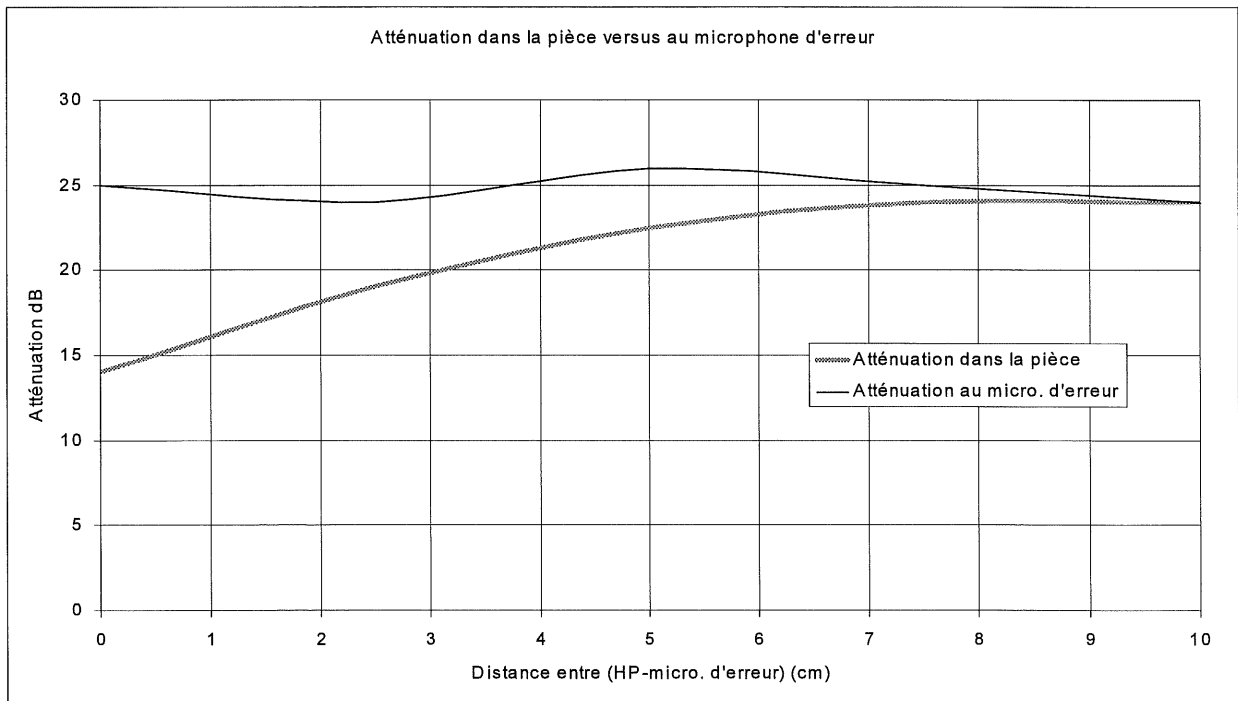


Figure 5.20 Atténuations globales en fonction de la position du microphone d'erreur

La dernière courbe permet d'estimer la distance minimale à respecter entre le microphone d'erreur et le haut-parleur de contrôle pour obtenir une atténuation globale équivalente à l'atténuation locale obtenue au microphone d'erreur. Cette distance est d'environ 7,5 cm. En calculant la dimension du haut-parleur de contrôle (5,1 cm), le plan de contrôle ne peut pas être à moins de 12,6 cm de la sortie du ventilateur. Cette distance est suffisamment faible pour envisager d'inclure le système de contrôle à l'intérieur de l'échangeur d'air pour ainsi obtenir un contrôle à la source.

6. CHAPITRE 6 : IMPLANTATION DE L'ALGORITHME SUR UN DSP C50

Le choix de la plate-forme à utiliser pour implanter l'algorithme de contrôle développé au chapitre précédent repose d'abord sur la contrainte monétaire. La famille de DSP TMS320 point fixe de Texas Instruments semble être un bon choix pour la performance versus le coût. L'utilisation d'un DSP point fixe plutôt que point flottant permet de diminuer considérablement les coûts. Par contre, la programmation en point fixe est plus laborieuse. Il est préférable de programmer directement en assembleur plutôt qu'utiliser des compilateurs en C, les codes générés par les compilateurs étant toujours moins efficaces et plus gourmands en espace mémoire.

Parmi les DSP de la famille TMS320, le C50 sera utilisé. Son utilisation est assez répandue et le GAUS possède une bonne expertise sur ce type de DSP. Le C50 a une puissance de calcul considérable de 50 millions d'instructions par seconde et est adapté aux applications de traitement de signal. Son coût unitaire est d'environ 15 dollars. Texas Instruments a développé une carte DSK pour recevoir le C50 possédant tous les périphériques nécessaires pour implanter le système de contrôle développé au chapitre 5. La carte DSK possède une entrée et une sortie avec des filtres antirepliements et un lien série pour communiquer avec un PC.

6.1 Démarche suivie pour l'implantation

La base du code utilisé dérive d'une note d'application de la documentation de Texas Instruments rédigée par Stéphane Boucher [14]. Le code programmé directement en assembleur pour la carte DSK est le même algorithme *feed-back* prédictif évalué au chapitre 4 (voir Figure 4.10) et dérive des travaux de S.J. Elliott [16].

Pour effectuer la gestion des différentes phases de contrôle (le chargement du code sur le DSP, l'identification et le contrôle lui-même), une interface utilisateur a été développée sur le PC. Le langage de programmation utilisé pour concevoir cette interface est du Labview de National

Instruments. Ce type de langage est complètement graphique et est adapté pour le développement d'interface.

Voici la démarche suivie pour implanter l'algorithme de contrôle sur le DSP:

1) Conception et implantation du filtre (F) sur la référence reconstruite sur le code de la note d'application de Texas Instruments [14].

2) Modification du code pour utiliser les paramètres de l'algorithme de contrôle tel qu'optimisé au chapitre précédent (256 coefficients pour le filtre identifié (\hat{H}) et 32 coefficients pour le filtre de contrôle (W)).

3) Développement de l'interface utilisateur sur Labview.

6.1.1 Conception et implantation du filtre sur la référence reconstruite

Le filtre utilisé sur le C31 (voir Figure 5.6) offre de bonnes performances lorsqu'il est combiné à 32 coefficients pour le filtre de contrôle. L'objectif ici est de concevoir et d'implanter un filtre équivalent sur le C50. Il existe plusieurs types de filtres : Butterworth, Chebyshev I, Chebyshev II, elliptic et Bessel. Ils ont tous leurs avantages et leurs inconvénients. Par exemple, les Butterworth ont une transition douce, et une réponse exempte d'oscillations dans la bande passante. Les elliptiques permettent une coupure plus raide mais leur réponse n'est pas plate dans la bande passante et en dehors de la bande passante. Les Chebyshev I et II permettent de faire le compromis entre une réponse plate sur la bande passante ou en dehors.

Tous ces filtres sont de type IIR (Infinite Impulse Response). Ces filtres sont très performants et ne requièrent que peu de coefficients pour obtenir de bonnes caractéristiques. Par contre, leur implantation sur un DSP point fixe est très délicate. La précision de calcul est très importante pour s'assurer de la stabilité du filtre, et il est essentiel de passer de 16 à 32 bits pour la représentation des nombres, ce qui complique considérablement l'implantation. Les filtres FIR (Finite Impulse Response) sont beaucoup plus simples à mettre en œuvre, car le filtrage d'un

signal quelconque se traduit par un simple produit de convolution. Une évaluation des temps de calcul requis a permis de constater que le nombre d'opérations pour faire un filtrage de type IIR sur 32 bits est plus grand par rapport à un filtrage FIR équivalent sur 16 bits.

Le filtre implanté sur le C50 est donc de type FIR et possède 128 coefficients. La Figure 6.1 montre le filtre utilisé pour filtrer la référence sur le C50. Pour construire ce filtre, les outils de conception de Laview pour filtres FIR ont été utilisés. Les fréquences de coupures de ce filtre passe-bande sont 600 Hz et 630 Hz.

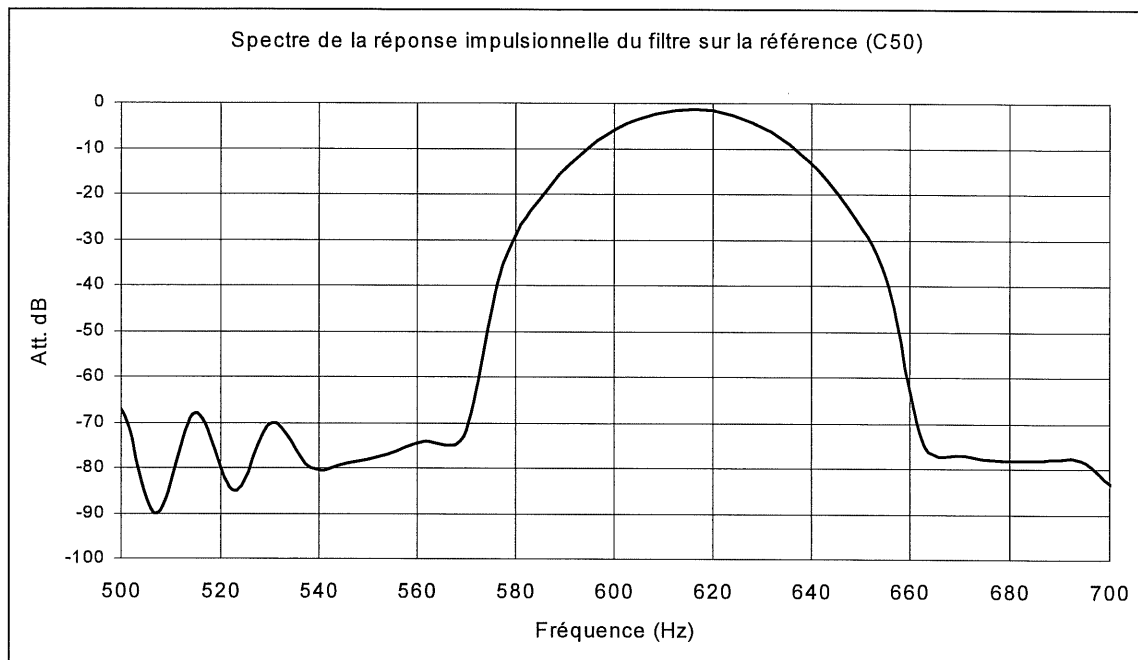


Figure 6.1 Spectre de la réponse impulsionnelle du filtre implanté sur le C50

6.1.2 Modification de l'algorithme

Quelques modifications doivent être apportées au code développé dans la note d'application de Texas Instruments. Premièrement, le nombre de coefficients a été augmenté à 32 pour le filtre de contrôle (W) et à 256 pour le filtre identifié (\hat{H}). Ces modifications ne sont pas majeures, mais il est important de s'assurer que chacun des produits de convolution du code soient correctement modifiés pour boucler sur la bonne dimension des différents filtres.

L'utilisation d'un DSP point fixe oblige à prendre quelques précautions pour la représentation numérique des différents filtres. Il existe deux versions du filtre de contrôle (W), une sur 16 bits pour le produit de convolution avec la référence (\hat{d}) et une sur 32 bits pour l'adaptation avec le LMS. Pour le filtre (\hat{H}), il existe également une version 32 bits pour l'adaptation et une version 16 bits pour le produit de convolution avec le signal de contrôle.

Une autre modification a été nécessaire afin de s'assurer du bon fonctionnement de l'algorithme de contrôle. Lors de l'arrêt et la reprise du contrôle, il est apparu que les coefficients du filtre de contrôle (W) augmentent de façon régulière. Après une dizaine de cycles d'arrêt et de reprise, le filtre de contrôle (W) devient trop grand et un ou plusieurs de ses coefficients dépassent la limite de représentation des nombres sur 16 bits. Le système divergeait et le contrôle n'était plus efficace. La cause de ce problème provenait de la discontinuité des différents signaux entre l'arrêt et le départ du contrôle. La référence (\hat{d}) et le signal d'erreur (e) présentent une discontinuité à la reprise du contrôle. L'adaptation du filtre de contrôle (W) à l'aide du LMS est alors mauvaise et ceci a pour effet d'augmenter l'ensemble des coefficients du filtre. Pour résoudre ce problème, il suffit d'attendre, lors de la reprise du contrôle, que tous les vecteurs des différents signaux soient renouvelés pour ne plus présenter de discontinuités avant de reprendre l'adaptation du filtre de contrôle (W). La longueur maximale des vecteurs des différents signaux étant de 256 (le filtre identifié (\hat{H}) possède 256 coefficients) et avec une fréquence d'échantillonnage de 2000 Hz, le temps d'attente avant la reprise du contrôle est de 0.128 seconde.

6.1.3 Interface utilisateur

L'interface utilisée pour gérer les différentes phases de contrôle et pour observer les divers signaux a été développée sur Labview afin de s'assurer du bon fonctionnement de l'algorithme de contrôle lors des expérimentations. Notez cependant que c'est le DSP seul qui effectue les calculs de l'identification et du contrôle, l'interface permettant uniquement de faire varier les différents paramètres comme le pas d'adaptation pour l'identification et le contrôle et d'observer les signaux après l'arrêt du contrôle. La Figure 6.2 montre le tableau de bord du système de contrôle.

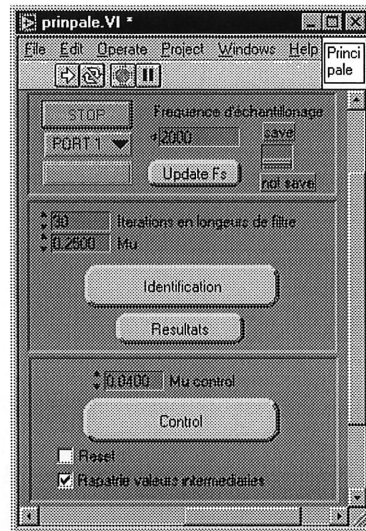


Figure 6.2 Tableau de bord du système de contrôle

Une fois le code chargé sur le DSP, l'utilisateur doit démarrer l'identification lorsque le ventilateur ne fonctionne pas. Ensuite, après avoir appuyé sur *Résultats*, Labview présente la fenêtre suivante (voir Figure 6.3) :

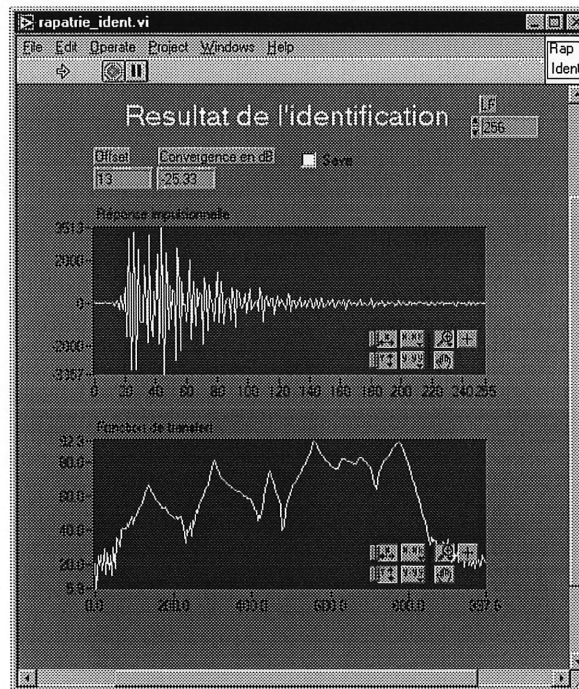


Figure 6.3 Résultats de l'identification

Après l'identification, il suffit d'allumer la source de bruit (le ventilateur) et d'appuyer sur *Control*. À l'arrêt du contrôle, si la case *Rapatrie valeurs intermédiaires* est cochée, Labview présente la fenêtre suivante (voir Figure 6.4):

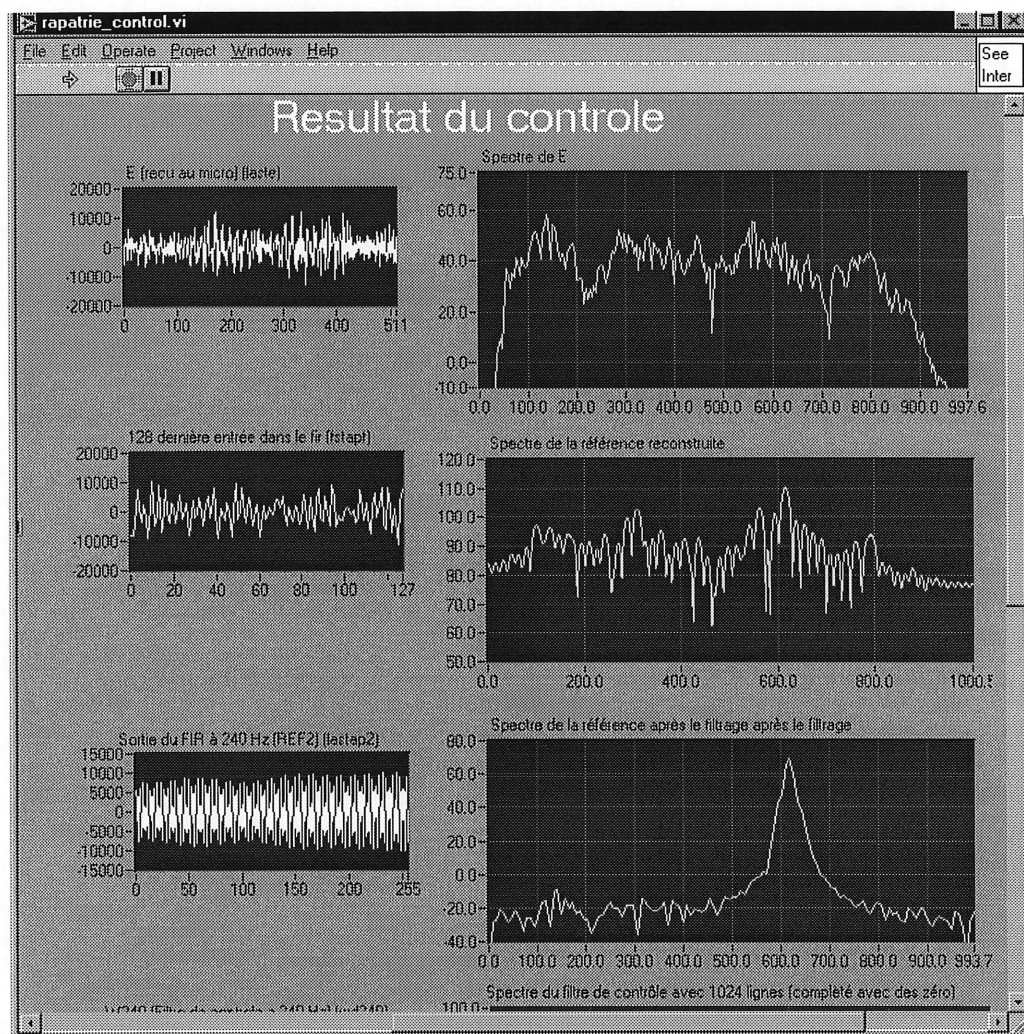


Figure 6.4 Résultats du contrôle

Les résultats de l'identification et du contrôle sont automatiquement enregistrés sur fichiers si l'option *save* est sélectionnée sur le panneau de contrôle principal (voir Figure 6.2). Cette possibilité simplifie considérablement l'analyse de la performance du contrôleur.

6.2 Résultats de l'implantation

Les quatre configurations des Figure 5.2 et Figure 5.10 utilisées pour évaluer l'algorithme de contrôle implanté sur le C31 ont permis d'évaluer la performance du nouveau système de contrôle implanté sur C50. La Figure 6.5 et Figure 6.6 montrent la performance pour la première configuration.

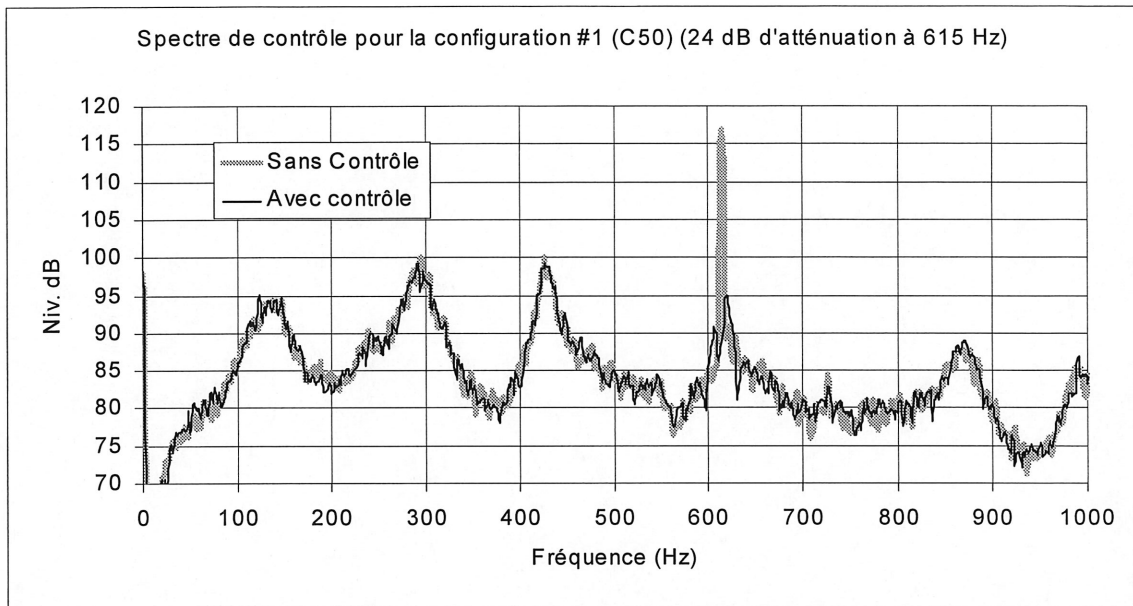


Figure 6.5 Spectre de contrôle pour la configuration #1 (C50)

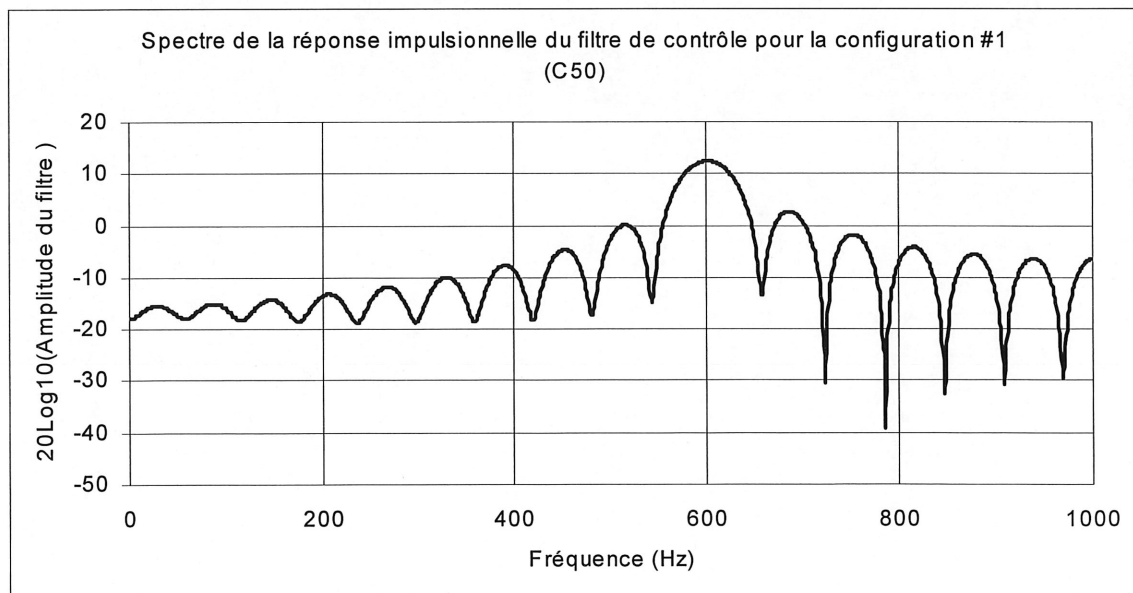


Figure 6.6 Spectre de la réponse impulsionnelle du filtre de contrôle (configuration #1,C50)

La performance du système de contrôle implanté sur le C50 est équivalente au système optimisé du chapitre 5. Puisque le filtre (F) utilisé sur la référence est plus efficace en dehors de sa bande passante que celui implanté sur le C31 (voir Figure 6.1 et Figure 5.6), le contrôleur est mieux orienté vers la raie à 615 Hz et la présence du bruit autour de la raie n'influence pas la performance du contrôle. Les trois autres configurations analysées permettent de conclure que l'algorithme de contrôle implanté sur le C50 offre d'aussi bonnes performances que l'algorithme évalué au chapitre 5.

Afin de vérifier la demande en calcul du système de contrôle sur le C50, le nombre d'opérations pour chacune des étapes du contrôle a été évaluée. Il faut vérifier avec le code en assembleur, pour chacune des étapes de contrôle, le nombre de cycles utilisés en fonction du nombre de coefficients pour le filtre de contrôle (W), pour le filtrage de la référence (F) et pour le filtre identifié (\hat{H}). Le Tableau 6.1 présente le nombre de cycles de l'horloge interne du DSP utilisés par l'algorithme de contrôle pour les différentes phases.

Tableau 6.1 Calcul du nombre de cycles de l'horloge interne du DSP utilisés à chacune des phases du contrôle

	Identification		Contrôle (total de 2253)			
	Offset	Calcul de \hat{H}	Base	LMS	Division	Filtrage de la référence
Cycles	33	1890	1083	960	62	148
Temps (μ s)	0.66	37.8	21.66	19.2	1.24	2.96

La phase qui demande le plus de cycles de calcul est la phase de contrôle qui totalise 2253 cycles. Avec le C50, il est possible de faire 50 millions d'instructions par seconde. En échantillonnant à 2000 Hz, il y a 500 μ s entre chacun des cycles d'échantillonnage. Ce qui permet d'effectuer 25 000 opérations entre deux échantillons. Avec suffisamment de mémoire, d'entrées et de sorties, le C50 pourrait faire un contrôle sur 11 canaux. En ce qui concerne la mémoire nécessaire, il faut vérifier la demande d'un premier système de contrôle et calculer combien les systèmes de contrôle supplémentaires utiliseront de mémoire. Pour les variables du système de contrôle, il faut 3k de mots de 16 bits. Ces derniers 3k devront être prévus pour chacun des algorithmes suivants. Pour le code lui-même, il faut également 3k de mots de 16 bits.

Par contre, la presque totalité de ce code peut être réutilisée d'un système de contrôle à l'autre. Pour deux systèmes de contrôle, il faut donc 9k de mots de 16 bits (6k de data et 3k de programme).

Le système de contrôle complet sur l'entrée et la sortie de l'échangeur d'air pourra donc facilement utiliser un DSP C50. Il est maintenant possible faire une approximation du coût de l'ensemble du système de contrôle. Une première estimation de Venmar indique que le coût des composantes mécaniques et électroniques totalise environ 75 dollars.

7. CHAPITRE 7 : CONCEPTION D'UN SYSTÈME DE CONTRÔLE AUTOMATISÉ

7.1 Objectifs de l'automatisation du processus de contrôle

Sur le système présenté au chapitre 6, c'est l'utilisateur qui s'occupe de la gestion des étapes de contrôle. Pour le système de contrôle final, le processus de contrôle doit être automatisé de sorte que la gestion des différentes étapes de contrôle soit prise en charge par l'algorithme. De plus, il faut implanter une méthode permettant la détection des pannes ainsi que la divergence éventuelle du système. Un autre aspect important relatif à l'implantation complètement automatisée est l'identification en présence de bruit.

L'élaboration du système automatisé a été développée du côté de l'interface Labview plutôt que sur le DSP lui-même. Cette façon de faire simplifie cette première phase de la conception des principes d'automatisation. Lors de l'implantation finale, il faudra implanter ces principes d'automatisation sur un DSP autonome choisi par Venmar.

Un système automatisé pour la sortie d'air seulement sera d'abord élaboré. Ensuite, les principes d'automatisation pour tenir compte des effets de couplages entre deux systèmes de contrôle sur l'échangeur d'air complet seront élaborés.

7.2 Automatisation du système de contrôle monocanal

L'interface sur Labview doit s'occuper de tous les processus de contrôle :

- 1) le chargement du code sur le système DSP
- 2) la vérification du haut-parleur et du microphone
- 3) l'identification de la fonction de transfert de la branche de contrôle
- 4) le contrôle
- 5) la surveillance du système pour éviter la divergence

La Figure 7.1 illustre le schéma bloc du système de contrôle automatisé développé. Le système est composé essentiellement de deux boucles *while*. Ces deux boucles sont imbriquées l'une dans l'autre.

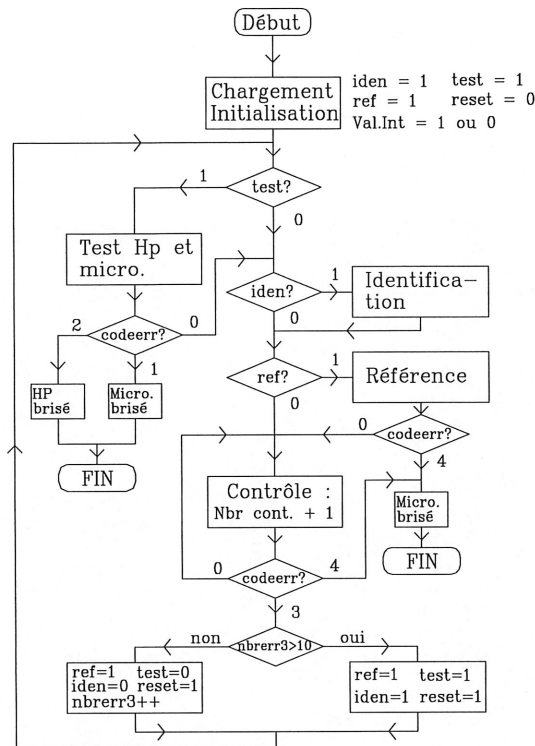


Figure 7.1 Schéma bloc du système automatisé monocanal

.Vérification du haut-parleur et du microphone d'erreur

Le principe utilisé pour vérifier le haut-parleur et le microphone est assez simple. Une mesure de référence du bruit à 400 Hz est d'abord prise. Si le niveau de bruit est trop faible par rapport à une valeur minimale préalablement fixée, le microphone est considéré hors de fonctionnement. Ensuite, si le microphone fonctionne correctement, un ton pur à 400 Hz est émis avec le haut-parleur de contrôle. Si le microphone ne mesure pas des niveaux suffisamment importants par rapport à la référence à 400 Hz, le système détecte une panne de haut-parleur. Dans les deux cas, le système automatisé écrit un numéro d'erreur (1 : pour le microphone et 2 : pour le haut-parleur) à l'écran et arrête le processus de contrôle.

Ainsi, après avoir fait le chargement du code et l'initialisation des différentes variables, l'interface sous Labview entre dans la première boucle *while* pour vérifier le haut-parleur de contrôle et le microphone d'erreur si la variable système *test* est à 1. Pour le premier tour de boucle, la variable *test* est toujours à 1.

.Identification

Afin d'automatiser cette étape importante du processus de contrôle, il faut implanter l'identification en présence de bruit. De cette façon, l'échangeur d'air pourra fonctionner indépendamment du système de contrôle. Le principe utilisé pour effectuer l'identification en présence de bruit est basé sur les travaux de Stéphane Boucher [15]. L'identification se déroule en différentes sous-étapes (*step*). À chacune des étapes le μ de l'identification est divisé par deux et le nombre d'itération est multiplié par deux. Cette méthode assure la convergence la plus précise dans le plus faible temps possible lorsqu'il y a présence de bruit.

Afin d'augmenter au maximum la précision de l'identification, il faut générer des niveaux de bruit à l'aide du haut-parleur de contrôle au moins du même ordre de grandeur que le ventilateur. Afin de ne pas endommager le haut-parleur avec les basses fréquences et pour effectuer l'identification sur la plage de fréquences près du 615 Hz, il faut filtrer le bruit blanc envoyé au haut-parleur de contrôle pendant l'identification. Pour ce faire, le filtre (F) utilisé pour filtrer la référence (\hat{d}) est appliqué sur le signal de la source de bruit blanc (X). La Figure 7.2 montre le schéma bloc de l'étape d'identification avec l'utilisation du filtre sur le bruit blanc.

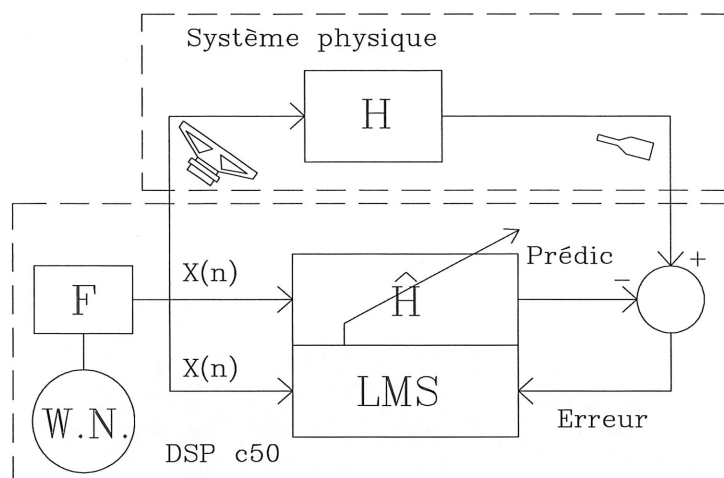


Figure 7.2 Schéma bloc de l'étape d'identification en bande étroite

Le nombre de commutations ou de *steps* a été fixé à 2 pour obtenir une identification adéquate en présence du bruit du ventilateur. La période d'identification total est de 16.8 secondes. Le μ de départ a été évalué de façon expérimentale afin d'obtenir une bonne identification peu importe la configuration géométrique.

.Référence

À cette étape, l'interface automatisée calcule une référence pour le bruit à contrôler (niveau à 615 Hz) dans le but d'évaluer l'efficacité du contrôle par la suite. Pour la référence, une somme sur une bande étroite autour de la raie est effectuée. Cette référence est moyennée de façon exponentielle avec une constante de temps réglable par l'utilisateur. Cette moyenne permet de mieux évaluer l'efficacité du système lorsque les niveaux varient beaucoup dans le temps. Si le niveau de bruit n'est pas assez important lors de la prise de mesure pour la référence, le microphone est considéré comme brisé (code d'erreur #4).

.Boucle de contrôle

Cette deuxième boucle *while* est l'étape de contrôle. Afin de vérifier en temps réel l'efficacité du contrôle, certaines fonctionnalités ont été rajoutées sur le DSP pour transférer un vecteur du signal temporel du microphone d'erreur au PC pendant le contrôle. À tous les 1024 échantillons, le PC fait une analyse de l'efficacité du contrôle en vérifiant le niveau de bruit sur la même bande de fréquence que la référence. L'atténuation instantanée est ainsi estimée. Encore une fois, l'atténuation est moyennée de façon exponentielle avec une constante de temps réglable par l'utilisateur.

Trois types d'erreurs peuvent survenir lors de l'étape de contrôle :

1) Le système diverge (atténuation instantanée inférieure à 0) et il n'y a pas eu plus de 10 divergences de ce type consécutives. Pour ce cas, le contrôle est arrêté, le filtre de contrôle est initialisé à zéro et la mesure de référence à 615 Hz est refaite. Pour ce faire, la boucle de contrôle est quittée et les variables *reset* et *ref.* sont initialisées à 1 (voir Figure 7.1).

2) Le système diverge pour la dixième fois de suite. Pour ce cas, une vérification du haut-parleur et du microphone, une identification et une référence sont effectuées. Ceci peut se produire quand la fonction de transfert a beaucoup changé lorsqu'il y a, par exemple, de bonnes variations de températures. Le numéro d'erreur pour une divergence est le 3. Le compteur d'erreur #3 permet de décider si l'erreur est du premier ou deuxième type.

3) Les niveaux au microphone d'erreur sont trop faibles. Le microphone est alors considéré comme défectueux. Le processus de contrôle est tout simplement arrêté et le code d'erreur est le 4.

7.3 Prise en compte des effets de couplage dans l'automatisation

L'échangeur d'air comportera deux systèmes de contrôle. Le même DSP sera utilisé pour effectuer le contrôle. Par contre, les deux systèmes seront indépendants (monocanal), c'est-à-dire que les fonctions de transfert croisées ne seront pas prises en compte lors du processus d'optimisation des filtres de contrôle. Quelques vérifications s'imposent donc afin d'évaluer l'importance des effets de couplage entre les deux systèmes indépendants et afin de s'assurer de la stabilité du système. De plus, pour que les deux systèmes n'interfèrent pas l'un sur l'autre lors des différentes étapes de contrôle, quelques précautions peuvent être prises sur le système automatisé développé dans la dernière section.

Pour vérifier les effets de couplage, le montage de la Figure 7.3 a été élaboré.

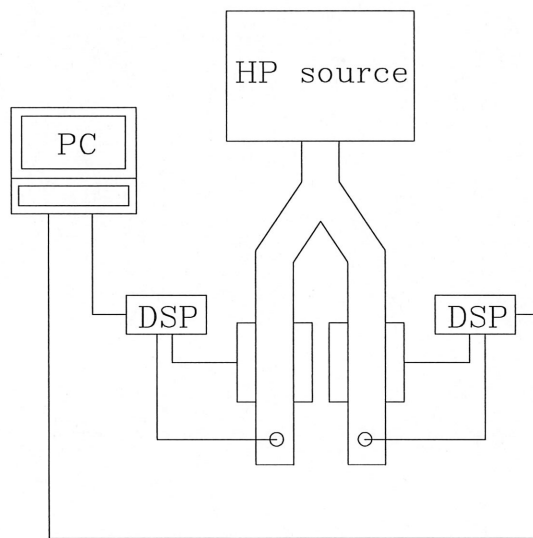


Figure 7.3 Schéma du montage utilisé pour vérifier les effets de couplage

Le système de la Figure 7.3 est fortement couplé. Les deux plans de contrôle sont liés directement par un conduit. Une bonne performance du système de contrôle sur ce système fortement couplé assurera un fonctionnement adéquat sur l'échangeur d'air complet.

La carte DSK utilisée n'a qu'une entrée et une sortie. Il faut donc utiliser deux DSP pour effectuer un contrôle simultané sur les deux conduits du système de la Figure 7.3. Le haut-parleur du montage de la Figure 7.3 et un générateur sinusoïdal à 615 Hz sont utilisés pour créer le champ primaire.

Quelques modifications ont été apportées sur l'interface automatisée afin de gérer les deux systèmes à la fois et afin de s'assurer que les différentes étapes de contrôle n'interfèrent pas l'une sur l'autre d'un système de contrôle à l'autre. La Figure 7.4 montre le panneau principal de l'interface supportant les deux systèmes de contrôle.

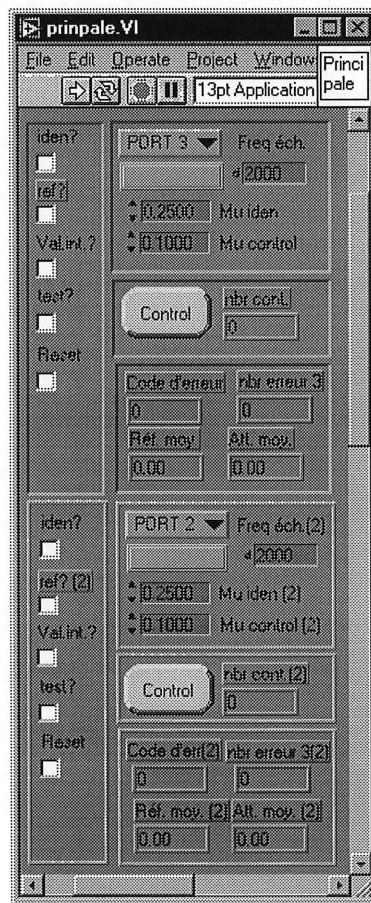


Figure 7.4 Interface Labview du système double automatisé

À l'appel du programme, le processus de contrôle démarre et tout est pris en charge par l'interface. La gestion des différentes étapes de contrôle des deux systèmes s'effectue de la façon suivante :

1) La priorité est accordée au conduit #1 pour effectuer la vérification du haut-parleur de contrôle et du microphone d'erreur. Le système du conduit #2 attend alors la fin des vérifications du conduit #1 pour commencer les siennes.

2) Les systèmes de contrôle du conduit #1 et du conduit #2 vérifient si l'autre système de contrôle effectue une identification ou une vérification des composantes mécaniques avant de commencer son identification. Lorsque l'identification démarre sur un des deux systèmes, le contrôle est automatiquement arrêté sur l'autre système afin d'éviter des pertes de précision inutiles.

3) Avant de prendre une référence de bruit à 615 Hz, les deux systèmes s'assurent que l'autre système n'est pas en phase d'identification.

Les résultats en contrôle sont bons. L'interface automatisée évite les divergences inutiles et lorsque les deux systèmes sont en phase de contrôle de façon simultanée, les atténuations dans la pièce sur la raie sont adéquates (élimination complète). Donc, le couplage des deux systèmes de contrôle sur l'échangeur d'air ne représente pas un problème.

CONCLUSION

Le système de contrôle actif du bruit pour ventilateur haute pression développé dans ce mémoire présente plusieurs innovations.

.Du point de vue mécanique

1) Utilisation d'un haut-parleur peu coûteux (1 dollar : prix pour une quantité de production en masse) capable d'effectuer un contrôle adéquat en consommant seulement 0.02 watt. Ce haut-parleur est fixé au conduit de façon à ne pas induire de restrictions à l'écoulement pour ainsi préserver l'efficacité aérodynamique du ventilateur haute pression.

2) Développement d'une technique de prise de mesure acoustique dans un écoulement turbulent et de grande vitesse (100 km/h) utilisant un microphone peu coûteux (3 dollars : prix pour une quantité de production en masse).

3) L'ensemble du système mécanique est très compact et peut être inclus à l'intérieur même d'un échangeur d'air.

.Du point de vue électronique

1) Développement d'un algorithme de contrôle *feed-back* prédictif optimisé implanté sur un DSP autonome capable de s'attaquer à bruit tonal peu importe le contenu spectral de part et d'autre du ton pur. La robustesse de l'algorithme permet l'utilisation de différentes configurations géométriques de la canalisation de l'échangeur d'air.

2) Automatisation du système de contrôle à l'aide d'un lien avec PC et prise en compte des effets de couplage de deux systèmes de contrôle indépendants.

Les objectifs de coûts et d'efficacité du projet ont été atteints. Le coût du système de contrôle complet sur l'entrée et la sortie de l'échangeur d'air est estimé à 75 dollars (prix de revient pour une production en masse). Les tâches à effectuer pour implanter le système de contrôle du bruit développé dans ce mémoire sur un échangeur d'air résidentiel sont :

- 1) Choix du DSP
- 2) Développement de la plate forme DSP
- 3) Implantation du processus d'automatisation sur le code DSP
- 4) Essais de fiabilité des composantes mécaniques

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **Carme C.**, *Absorption acoustique active dans les cavités*. Thèse de doctorat (1987), spécialité : acoustique ; Université d'Aix-Marseille II, Faculté des sciences de Luminy.
- [2] **L'Espérance A., Paillard B., Bouchard M.**, *Étude de faisabilité d'un système de contrôle actif sur la cheminée du four à cuire 435 de l'Aluminerie LAURALCO de Deschambault, Rapport d'étape #1, Identification des possibilités et limites actuelles du contrôle actif pour la cheminée 435*, Groupe d'Acoustique et Vibrations de l'Université de Sherbrooke, Juin 1994.
- [3] **L'Espérance A., Bouchard M.**, *Conception et installation d'un système de contrôle actif permanent sur la cheminée 435; Rapport d'étude présentée à l'aluminerie LAURALCO de Deschambault*, Groupe d'Acoustique et Vibrations de l'Université de Sherbrooke, Janvier 1996.
- [4] **Bremigan C.D., Eriksson L.J., Eppli R.J. and Stroup S.**, *Future of active sound and vibration control in vehicles*, ACTIVE 95, Newport Beach (1995), p. 791-802.
- [5] **Maling C.G.**, *Historical developments in the control of noise generated by small air moving devices*, Noise Control Eng. J **42** (5) (1994), p. 159-168.
- [6] **Stothers I.M., Quinn D.C. and Saunders T.J.**, *Computationally efficient LMS based hybrid control algorithm applied to the cancellation of road noise*, ACTIVE 95, Newport Beach (1995), p. 727-734.
- [7] **Polisset C., Bordeneuve-Guide J.**, *Insonorisation of car air conditioning system : Active noise control approach using numerical simulations*, ACTIVE 95, Newport Beach (1995), p. 779-790.

- [8] **Besombes M., Micheau P.,** *Active control device integrated in a centrifugal turbomachine : a compact solution for the periodic noise control*, ACTIVE 95, Newport Beach (1995), p. 263-274.

- [9] **Christenson T.N.,** *Active noise cancellation in a duct with highly turbulent airflow*, Noise-con 96, Seattle Washington (1996), p. 369-374.

- [10] **Rayleigh L.,** *Theory of sound*, Dover; New-York (1945).

- [11] **Chait Y., Hollet C.V.,** *Active noise control in ducts using non-adaptive feedforward / feedback control*, Noise-con 96, Seattle Washington (1996), p. 379-384.

- [12] **Bouchard M.,** *Étude d'algorithmes d'adaptation rapide pour contrôleurs actifs multi-variables*. Maîtrise es sciences appliquées (1995), spécialité : génie électrique ; Groupe d'Acoustique et Vibrations de l'Université de Sherbrooke.

- [13] **Sievers L.A., Flotow A. H.,** *Comparaison and extensions of control methods for narrow-band disturbance rejection*, IEEE Transactions on signal processing (octobre 1992) vol. 40 No. 10., p. 2377-22391.

- [14] **Boucher S., Bouchard M., L'Esperance A., Paillard B.,** *Implenmenting a single channel active adaptive noise canceller with the TMS320C50 DSP starter kit.*, Application report SPRA285 (Texas Instrument) (1997).

- [15] **Boucher S.,** *Casque antibruit ouvert de configuration feed-forward : vers une version commercialisable*, Maîtrise es sciences appliquées (1998), spécialité : génie électrique ; Groupe d'Acoustique et Vibrations de l'Université de Sherbrooke.

- [16] **Elliott S.J., Sutton T.J., Rfaely B. and Johnson M.,** *Design a feedback controllers using a feedforward approach*, ACTIVE 95, Newport Beach (1995), p. 863-874.

[17] **Holmer C.I., Heymann F.J.**, *Transmission of sound through pipe wall in the presence of flow*, Journal of sound and Vibration (1980) **70**(2), p. 275-301.

[18] **Lesueur C., Blaise A., Gotteland M., Barbe M.**, *Transmission du son par une coque cylindrique mince isotrope infinie excitée par une onde plane ou un champ diffus*, J. Acoustique **3** (1990), P.361-368.

[19] **Smith P.W.**, *Sound transmission through thin cylindrical shells*, Journal of the acoustical society of america (1957) **29**(6), p. 721-729.

ANNEXE A

MODÉLISATION DE LA PERTE PAR TRANSMISSION D'UNE COQUE
CYLINDRIQUE

1.0 INTRODUCTION

Le but de ce travail est de déterminer la perte par transmission d'un conduit cylindrique par les parois latérales. Pour le cas du contrôle actif en bout de conduit, il est important de connaître la perte par transmission par les parois latérales. La connaissance de la valeur de cette perte permet de mieux positionner le plan de contrôle et de limiter les fuites après contrôle.

Pour ce faire, considérons un conduit cylindrique de longueur infinie (sans condition limite) pouvant être considéré comme une coque à parois minces. À l'intérieur du conduit, il se propage une onde plane acoustique qui excite les parois du conduit. L'onde transmise sera déterminée par continuité des vitesses à la paroi externe du conduit. Le couplage entre l'onde à l'extérieur du conduit et le mouvement de la coque ne sera pas considéré, car à priori, la perte par transmission est d'environ 25 dB, ce qui rend les niveaux de pression à l'extérieur du conduit négligeables par rapport à ceux à l'intérieur. L'interaction entre le fluide externe au conduit et le conduit n'est donc pas considérée. Voici, un schéma qui résume le cas considéré (voir Figure A1.1):

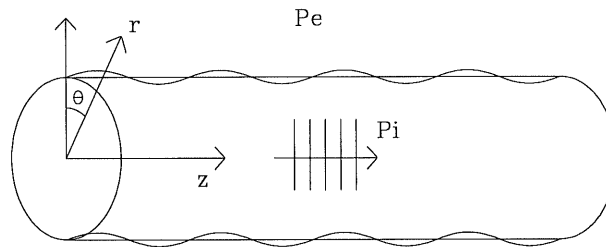


Figure A1.1 Schéma du cas considéré

Où P_i représente la pression interne (onde plane) et P_e la pression externe. Le plan du travail, pour réaliser ce projet, se déroulera comme suit :

1. Détermination du mouvement de la coque libre pour un conduit de longueur infinie. Ce calcul permettra de déterminer comment les ondes se dispersent dans la coque. La relation de dispersion sera ainsi déterminée. Les fréquences pour lesquelles le nombre d'onde de la coque est égal à celui du fluide à l'intérieur du conduit seront déterminées.
2. Ensuite, le mouvement de la coque en considérant l'excitation de l'onde plane qui se propage à l'intérieur du conduit sera déterminé. Ce calcul permettra de déterminer comment le mouvement de la coque varie selon la fréquence d'excitation.
3. L'équation de continuité des vitesses à la paroi externe de la coque sera ensuite écrite afin de déterminer, avec l'équation d'onde, le champ de pression à l'extérieur du conduit. Ce calcul

permettra de déterminer l'amplitude de la pression à l'extérieur du conduit et ainsi d'estimer la perte par transmission de la coque.

4. Une comparaison avec des données expérimentales publiées par C.I. Holmer [17] permettra d'évaluer la précision du modèle développé.

2.0 TRAVAIL EFFECTUÉ

2.1 Partie #1 (mouvement libre)

Considérons le cas où la coque mince est libre (voir Figure A2.1):

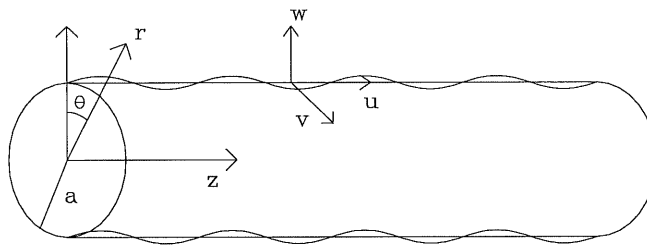


Figure A2.1 Schéma d'une coque mince libre

Avec l'équation des vibrations libres tirée des notes du cours GMC 721 (1997) :

$$-\rho \cdot \frac{\partial^2}{\partial t^2} \begin{Bmatrix} u(z,t) \\ v(z,t) \\ w(z,t) \end{Bmatrix} + \frac{E}{1-\nu^2} \begin{Bmatrix} \frac{\partial^2}{\partial z^2} + \frac{1-\nu}{2a^2} \cdot \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} & \frac{1+\nu}{2a} \cdot \frac{\partial^2}{\partial z \partial \theta} & \frac{\nu}{a} \cdot \frac{\partial}{\partial z} \\ \frac{1+\nu}{2a} \cdot \frac{\partial^2}{\partial z \partial \theta} & \frac{1}{a^2} \cdot \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} + \frac{1-\nu}{2} \cdot \frac{\partial^2}{\partial z^2} & \frac{1}{a^2} \cdot \frac{\partial}{\partial \theta} \\ -\frac{\nu}{a} \cdot \frac{\partial}{\partial z} & -\frac{1}{a^2} \cdot \frac{\partial}{\partial \theta} & -\frac{1}{a^2} - \frac{h^2}{12} \nabla^4 \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} u(z,t) \\ v(z,t) \\ w(z,t) \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{Bmatrix}$$

Avec :

$$\nabla^4 = \frac{\partial^4}{\partial z^4} + \frac{2}{a^2} \cdot \frac{\partial^4}{\partial z^2 \partial \theta^2} + \frac{1}{a^4} \cdot \frac{\partial^4}{\partial \theta^4}$$

ρ = densité du matériau de la coque en kg/m^3 .

ν = coefficient de Poisson.

h = épaisseur de la coque en m.

En considérant la forme de la solution pour les déplacements u , v et w :

$$u(z, t) = U \cdot e^{-jk_1 z} \cdot e^{j\omega t}$$

$$v(z, t) = V \cdot e^{-jk_1 z} \cdot e^{j\omega t}$$

$$w(z, t) = W \cdot e^{-jk_1 z} \cdot e^{j\omega t}$$

où

k_1 = nombre d'onde pour la coque.

ω = la pulsation des déplacements.

En introduisant ces réponses dans l'équation du mouvement libre, le système suivant est résous :

$$\begin{Bmatrix} \rho\omega^2 - \frac{E}{1-\nu^2} \cdot k_1^2 & 0 & -\frac{\nu}{a} \cdot jk_1 \cdot \frac{E}{1-\nu^2} \\ 0 & -\frac{E}{1-\nu^2} \cdot \frac{1-\nu}{2} \cdot k_1^2 + \rho\omega^2 & 0 \\ \frac{\nu}{a} \cdot jk_1 \cdot \frac{E}{1-\nu^2} & 0 & \rho\omega^2 - \left(\frac{1}{a^2} + \frac{h^2}{12} \cdot k_1^4\right) \cdot \frac{E}{1-\nu^2} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} U \\ V \\ W \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{Bmatrix}$$

La matrice formée donne la réponse pour V directement ($V=0$). La matrice 2x2 suivante peut donc être écrite :

$$\begin{Bmatrix} \rho\omega^2 - \frac{E}{1-\nu^2} \cdot k_1^2 & -\frac{\nu}{a} \cdot jk_1 \cdot \frac{E}{1-\nu^2} \\ \frac{\nu}{a} \cdot jk_1 \cdot \frac{E}{1-\nu^2} & \rho\omega^2 - \left(\frac{1}{a^2} + \frac{h^2}{12} \cdot k_1^4\right) \cdot \frac{E}{1-\nu^2} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} U \\ W \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 0 \\ 0 \end{Bmatrix}$$

Pour trouver les solutions non triviales ($U=W=0$), il faut que le déterminant de la matrice soit nul. Une équation du 6^e degré pour k_1 est ainsi formée. Afin de pouvoir tirer quelques renseignements de cette équation, le k_1 est fixé et les solutions possibles pour ω sont déterminées. Pour un k_1 donné, il n'est pas toujours possible d'obtenir au moins une réponse réelle pour ω , les solutions représentent donc des ondes évanescentes. Ceci est vrai également lorsque les conditions géométriques ou métallurgiques changent. Il ne sera donc pas possible de tracer correctement une courbe de dispersion (k_1, ω). Pour le cas particulier où $k_1=k_{air}$, les fréquences qui annulent le déterminant seront déterminées. Les propriétés géométriques et métallurgiques utilisées sont celles d'un conduit en polypropylène de 30 cm de diamètre. Le cas considéré est le suivant (voir Figure A2.2):

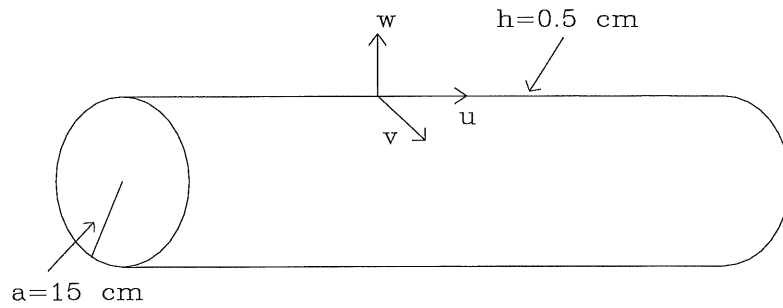


Figure A2.2 Schéma du cas numérique considéré

Avec : $E = 0.2 \text{ Gpa}$ $\nu = 0.45$ $\rho = 910 \text{ kg/m}^3$
 $a = 0.15 \text{ m}$ $h = 0.005 \text{ m}$ $k_{air} = \frac{\omega}{c_0} = \frac{\omega}{331.4 \cdot \sqrt{\frac{T}{273}}} \text{ (avec } T=293.15 \text{ K)}$

Pour ce cas, des racines réelles de 447.8 Hz et 24763.1 Hz sont trouvées. La deuxième racine est éliminée, car l'hypothèse d'onde plane n'est plus respectée. Pour la première racine, le nombre d'onde du conduit est le même que celui de l'air. La vibration et le rayonnement seront importants pour cette fréquence. Le graphique de la Figure A2.3 explique, sur le plan k_1 vs ω , le phénomène.

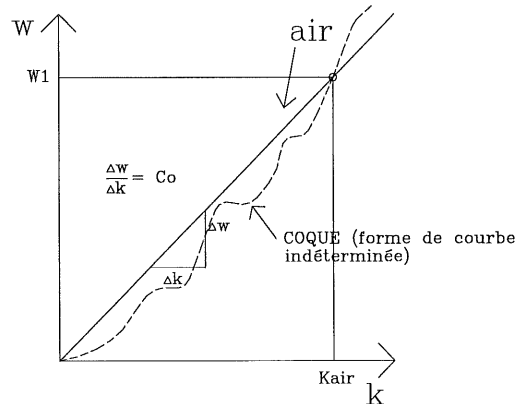


Figure A2.3 Explication du phénomène sur le plan k_1 vs ω

Pour ce cas ($f = 447.8 \text{ Hz}$ et $k_1 = k_{air}$), les solutions pour les amplitudes des déplacements en vibration libre sont à déterminer. Pour les amplitudes des déplacements exprimés selon U , les résultats sont les suivants :

$$U = U$$

$$W = 1.5625 \cdot U$$

Le couplage est fort pour U et W à la fréquence de coïncidence.

2.2 Partie #2 (réponse à un champ de pression interne)

Pour cette partie, la réponse vibratoire de la coque lorsqu'il y a une onde plane qui se propage à l'intérieur du conduit sera déterminée. Le cas considéré est illustré à la Figure A2.4

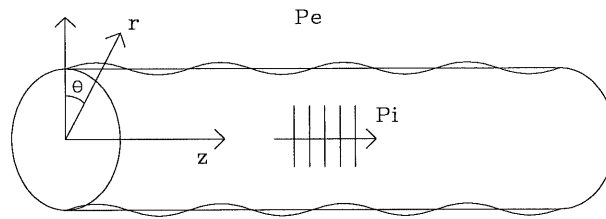


Figure A2.4 Schéma du modèle avec excitation interne par une onde plane

L'onde plane à l'intérieur du conduit est de la forme :

$$p_i(z, t) = P_i \cdot e^{-jk_a z} \cdot e^{j\omega t}$$

avec : $k_a = \frac{\omega}{c_o}$

L'hypothèse de l'onde plane est valide jusqu'à l'apparition du mode 1,0. Les modes de propagation à l'intérieur d'un conduit circulaire dépendent de la valeur du nombre d'onde. La pression à l'intérieur est exprimée selon une somme de mode de propagation nommé modes de Bessel. La relation de dispersion et les valeurs de la fonction de Bessel pour les différents modes permettent de déterminer quels modes se propagent. La relation suivante permet de calculer la fréquence de coupure pour le mode plan :

$$\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 = \frac{(k_{10} \cdot a)^2}{a^2}$$

où : $a = \text{rayon et } k_{10} \cdot a = 1.84$

La fréquence maximale pour que l'hypothèse de l'onde plane reste valide se détermine finalement par la relation suivante :

$$f_c = \frac{(1.84) \cdot c}{2 \cdot \pi \cdot a}$$

si $a = 0.15 \text{ m}$ et $c = 340 \text{ m/s}$, la fréquence de coupure devient $f_c = 660 \text{ Hz}$.

Revenons à l'équation du mouvement avec la pression interne comme force d'excitation :

$$-\rho \cdot \frac{\partial^2}{\partial t^2} \begin{Bmatrix} u(z,t) \\ v(z,t) \\ w(z,t) \end{Bmatrix} + \frac{E}{1-\nu^2} \begin{Bmatrix} \frac{\partial^2}{\partial z^2} + \frac{1-\nu}{2a^2} \cdot \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} & \frac{1+\nu}{2a} \cdot \frac{\partial^2}{\partial z \partial \theta} & \frac{\nu}{a} \cdot \frac{\partial}{\partial z} \\ \frac{1+\nu}{2a} \cdot \frac{\partial^2}{\partial z \partial \theta} & \frac{1}{a^2} \cdot \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} + \frac{1-\nu}{2} \cdot \frac{\partial^2}{\partial z^2} & \frac{1}{a^2} \cdot \frac{\partial}{\partial \theta} \\ -\frac{\nu}{a} \cdot \frac{\partial}{\partial z} & -\frac{1}{a^2} \cdot \frac{\partial}{\partial \theta} & -\frac{1}{a^2} - \frac{h^2}{12} \nabla^4 \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} u(z,t) \\ v(z,t) \\ w(z,t) \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{p_i(z,t)}{h} \end{Bmatrix}$$

La forme de la solution pour les déplacements est du type :

$$u(z,t) = U \cdot e^{-jk_a z} \cdot e^{j\omega t}$$

$$v(z,t) = V \cdot e^{-jk_a z} \cdot e^{j\omega t}$$

$$w(z,t) = W \cdot e^{-jk_a z} \cdot e^{j\omega t}$$

En remplaçant les déplacements dans l'équation de mouvement par les solutions, le système suivant à résoudre est obtenu :

$$\begin{Bmatrix} \rho\omega^2 - \frac{E}{1-\nu^2} \cdot k_a^2 & -\frac{\nu}{a} \cdot jk_a \cdot \frac{E}{1-\nu^2} \\ \frac{\nu}{a} \cdot jk_a \cdot \frac{E}{1-\nu^2} & \rho\omega^2 - \left(\frac{1}{a^2} + \frac{h^2}{12} \cdot k_a^4\right) \cdot \frac{E}{1-\nu^2} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} U \\ W \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 0 \\ \frac{P_i}{h} \end{Bmatrix}$$

Le système peut être résolu par la méthode de Cramer pour finalement trouver les résultats suivants (en utilisant une pression $P_i = 1 \text{ Pa}$) :

$$u(z,t) = \left(\frac{\nu}{a} \cdot jk_a \cdot \frac{E}{1-\nu^2} \cdot Z\right) \cdot e^{-jk_a z} \cdot e^{j\omega t}$$

$$w(z,t) = \left[\left(\rho\omega^2 - \frac{E \cdot k_a^2}{1-\nu^2}\right) \cdot Z\right] \cdot e^{-jk_a z} \cdot e^{j\omega t}$$

$$\text{Avec : } Z = \frac{\begin{bmatrix} 1 \\ h \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} \rho\omega^2 - \frac{E \cdot k_a^2}{1-\nu^2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \rho\omega^2 - \left(\frac{1}{a^2} + \frac{h^2}{12} \cdot k_a^4\right) \cdot \frac{E}{1-\nu^2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{E \cdot k_a}{1-\nu^2} \cdot \frac{\nu}{a} \end{bmatrix}^2}$$

Les amplitudes en fonction de la fréquence d'excitation sont ensuite évaluées à l'aide un code de calcul numérique. Les amplitudes comportent une partie réelle et une partie imaginaire. Les résultats qui seront présentés montrent le module des amplitudes. Le graphique suivant (voir

Figure A2.5) montre les amplitudes des deux déplacements non nuls pour la coque mince excitée par une onde plane qui se propage à l'intérieur de celle-ci :

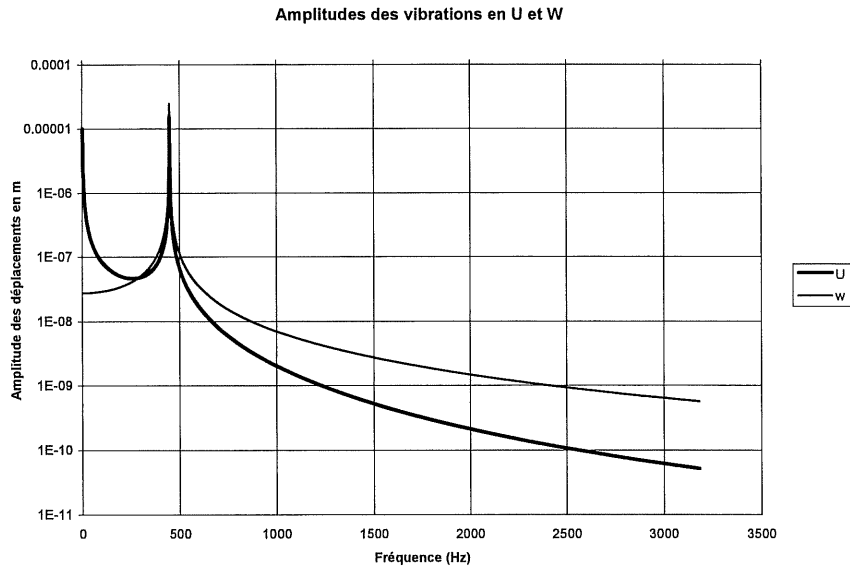


Figure A2.5 Amplitude des deux déplacements u et w en fonction de la fréquence

L'excitation est plus efficace pour 447.8 Hz, car $k = k_{\text{air}}$. Les résultats ne vont pas assez haut en fréquence pour voir apparaître le même effet à 24763.1 Hz, car l'hypothèse de l'onde plane n'est plus valide.

L'amplitude du mouvement en U augmente considérablement en basses fréquences. Afin de vérifier si cette augmentation est un problème numérique ou pour comprendre l'explication physique du phénomène, les limites pour les amplitudes, lorsque ω tend vers zéro, ont été évaluées. L'amplitude du mouvement en U donne bien ∞ et il est difficile de bien interpréter le phénomène physiquement. L'amplitude du mouvement en W tend vers une valeur qui peut être déterminée avec les valeurs du cas numériques (voir Figure A2.2).

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} W = 5.06E - 8$$

Afin de montrer qu'il n'existe pas toujours des fréquences réelles pour lesquelles le déterminant s'annule et qui impliquent des amplitudes de vibrations élevées, un autre cas a été évalué :

$$E = 210 \text{ Gpa} \quad \nu = 0.3 \quad \rho = 7850 \text{ kg/m}^3 \quad a = 0.15 \text{ m}$$

$$h = 0.005 \text{ m} \quad k_{\text{air}} = \frac{\omega}{c_0} = \frac{\omega}{331.4 \cdot \sqrt{\frac{T}{273}}} \quad (\text{avec } T=293.15)$$

La variation en fréquence des amplitudes des déplacements non nuls pour ce cas est présentée sur le graphique suivant (voir Figure A2.6) :

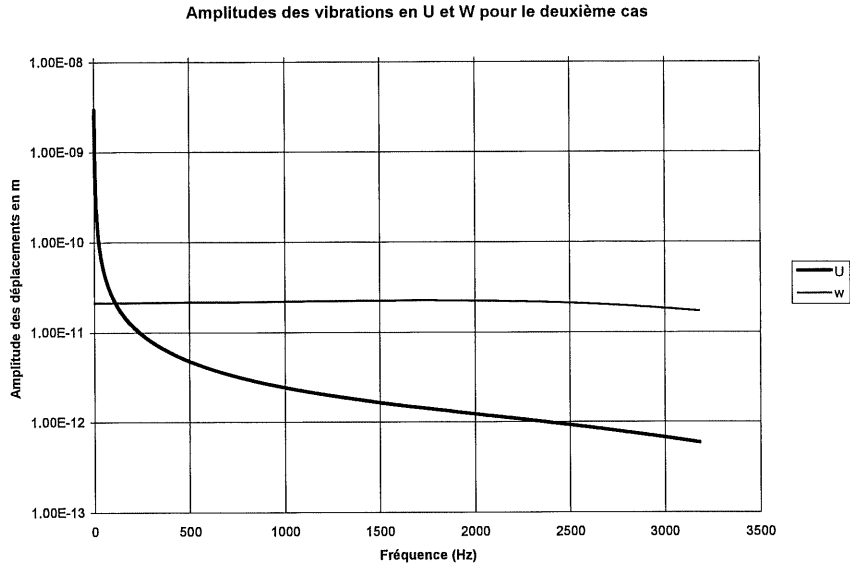


Figure A2.6 Amplitude des deux déplacements U et W pour un cas sans résonance

Il n'y a pas de fréquences critiques pour les deux mouvements de la coque. Par contre, le mouvement en U de la coque est toujours important en basses fréquences. Donc, cet effet ne dépend pas du matériau de la coque. Pour la prochaine partie du rapport (le calcul du rayonnement), le mouvement en W seulement sera utilisé, l'augmentation de l'amplitude du mouvement selon U en basses fréquences ne sera donc pas problématique.

Plusieurs auteurs [18 et 19], dont C. Lesueur, ont fait ressortir deux fréquences importantes pour lesquelles le rayonnement et les vibrations de la coque sont importants. Les deux fréquences en questions sont les suivantes :

La fréquence d'anneau :

$$f_a = \frac{C_l}{2 \cdot \pi \cdot a} \quad \text{avec : } C_l = \sqrt{\frac{E}{\rho (1 - \nu^2)}}$$

La fréquence de coïncidence :

$$f_c = \frac{c^2}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{M}{D}} \quad \text{avec : } M = \rho \cdot h \quad \text{et} \quad D = \frac{E \cdot h^3}{12 \cdot (1 - \nu^2)}$$

La fréquence de coïncidence peut être interprétée par le fait qu'à haute fréquence la coque se comporte comme une plaque infinie avec le phénomène de coïncidence bien connu.

Pour le cas numérique de la Figure A2.2, la fréquence de coïncidence vaut f_c : 24765 Hz, c'est la même fréquence trouvée à la première partie de ce texte. Le phénomène de coïncidence

est bien retrouvé. Pour la fréquence d'anneau qui correspond au mode circonférentiel $n=0$, le phénomène est indépendant du milieu et c'est une propriété intrinsèque à la coque. Dans notre cas, $f_a=557$ Hz. Cette fois, la fréquence pour laquelle les racines annulent le dénominateur de la relation du modèle n'est pas équivalente. Ce qui amène à vérifier à quoi correspond cette fréquence et à vérifier pourquoi, sur le modèle, le phénomène de mode à basses fréquences est dépendant du milieu.

Pour trouver les racines qui annulent le dénominateur, les racines du polynôme suivant sont à déterminer :

$$X_1 \cdot \omega^4 + X_2 \cdot \omega^2 + X_3 = 0$$

Avec :

$$X_1 = \frac{h^2}{12} \cdot \frac{E^2}{(1-\nu^2)^2 \cdot c_0^6} - \rho \cdot \frac{h^2}{12} \cdot \frac{E}{(1-\nu^2) \cdot c_0^4}$$

$$X_2 = -\frac{E}{(1-\nu^2)} \cdot \frac{\rho}{c_0^2} + \rho^2$$

$$X_3 = \frac{E^2}{a^2 \cdot (1-\nu^2) \cdot c_0^2} - \frac{E\rho}{a^2(1-\nu^2)}$$

Ce polynôme est formé à partir du calcul du déterminant du système 2x2 formé à la section 2.1. Avec Matlab, il est facile de calculer les racines de ce polynôme. Après plusieurs essais, avec des configurations différentes, chacune des racines trouvées a son équivalent négatif. Puisqu'on s'intéresse seulement à la partie positive, seulement deux fréquences pour lesquelles le dénominateur s'annule sont trouvées. Le polynôme peut être factorisé de la façon suivante :

$$(\omega^2 + A)(\omega^2 + B) = 0$$

L'expression suivante pour les racines peut être formée:

$$R_1 = \frac{X_2 + \sqrt{X_2^2 - 4 \cdot X_1 \cdot X_3}}{2 \cdot X_1} \quad R_2 = \frac{X_2 - \sqrt{X_2^2 - 4 \cdot X_1 \cdot X_3}}{2 \cdot X_1}$$

Les dernières relations ne permettent pas d'interpréter facilement le phénomène physique. Par contre, avec les dernières équations pour les racines, des courbes des valeurs des racines en fonction de la variation des paramètres h, E, ν, c_0, ρ et a peuvent être tracés. En les comparant aux deux fréquences f_a et f_c , il sera plus facile de vérifier si ces deux phénomènes sont représentés dans notre modèle. La présentation de toutes ces courbes n'a pas été jugée pertinente pour ce texte. Seules les conclusions sont présentées.

Les courbes permettent de faire les conclusions suivantes :

- 1) La fréquence anneau n'est pas bien représentée parmi les deux racines. Il existe, pour certaines valeurs des paramètres géométriques ou métallurgiques, des similitudes entre la première racine et la fréquence d'anneau. Mais, les deux phénomènes suivent rarement, pour une certaine plage d'un paramètre, la même loi de variation.
- 2) La fréquence de coïncidence présente de meilleurs similitudes par rapport à la deuxième racine. Pour les paramètres h, v et a , les deux courbes sont identiques sur la plage présentée des différents paramètres évalués. Pour ces trois paramètres, la similitude pour la première racine avec la fréquence d'anneau, sans être parfaite, est meilleure que pour les autres paramètres. Pour les autres paramètres E, c_0 et ρ , la fréquence de coïncidence et la deuxième racine R_2 suivent la même loi de variation sur une certaine plage des différents paramètres seulement. Donc, la fréquence de coïncidence est représentée dans notre modèle pour certaines configurations géométriques et métallurgiques seulement.

Pour la fréquence d'anneau qui n'est pas clairement représenté dans notre modèle, il est possible de démontrer son origine en considérant la troisième équation pour le cas de la vibration libre (voir section 2.1) et en considérant $u = v = 0$. L'expression suivante est trouvée :

$$\rho \cdot \omega^2 - \left(\frac{1}{a^2} + \frac{h^2}{12} \cdot k_1^4 \right) \cdot \frac{E}{1-v^2} = 0$$

et en réécrivant de la forme suivante :

$$1 + \frac{h^2}{12} \cdot (k_1^4 \cdot a^2) - \frac{(1-v^2) \cdot a^2}{E} \cdot \rho \omega^2 = 0$$

C. Lesueur a défini le terme $b = \frac{\rho \cdot a^2 \cdot (1-v^2)}{E}$, l'équation se simplifie :

$$1 + \frac{h^2}{12} \cdot (k_1^4 \cdot a^2) - b \cdot \omega^2 = 0$$

De son côté, C. Lesueur trouve d'expression suivante :

$$1 - \omega^2 b = 0 \quad \text{et il trouve :} \quad f_a = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{b}} = \frac{c_l}{2\pi \cdot a}$$

Pour avoir similitude entre ces deux expressions, il faut considérer que k_1 vaut zéro. En fait, le mode de respiration à la fréquence anneau implique une augmentation uniforme suivant z pour la circonférence du conduit. Pour exciter ce mode, il faut donc considérer qu'il n'a aucune propagation selon l'axe z . Notre forme de réponse pour la coque ne respecte pas ce critère, c'est pourquoi ce mode n'est pas excité. Pour le cas numérique (voir Figure A2.2) pour lequel des

racines réelles sont trouvées, l'importance des différents termes de notre expression est mise en évidence (voir Figure A2.7) :

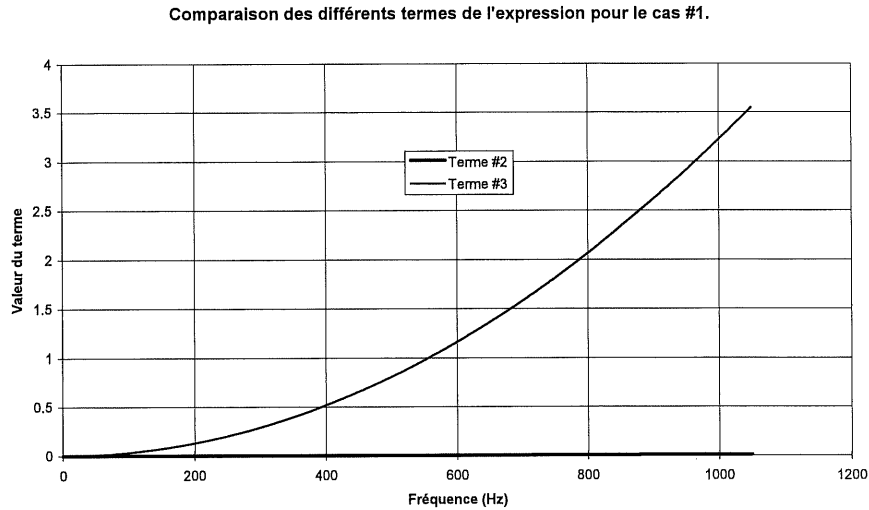


Figure A2.7 Variation des termes 2 et 3 de l'expression pour le cas numérique

Le deuxième terme est négligeable devant les deux autres et notre expression peut se ramener à celle de C. Lesueur. Vérifions maintenant le deuxième cas pour lequel des racines réelles n'ont pu être trouvées (voir Figure A2.8) :

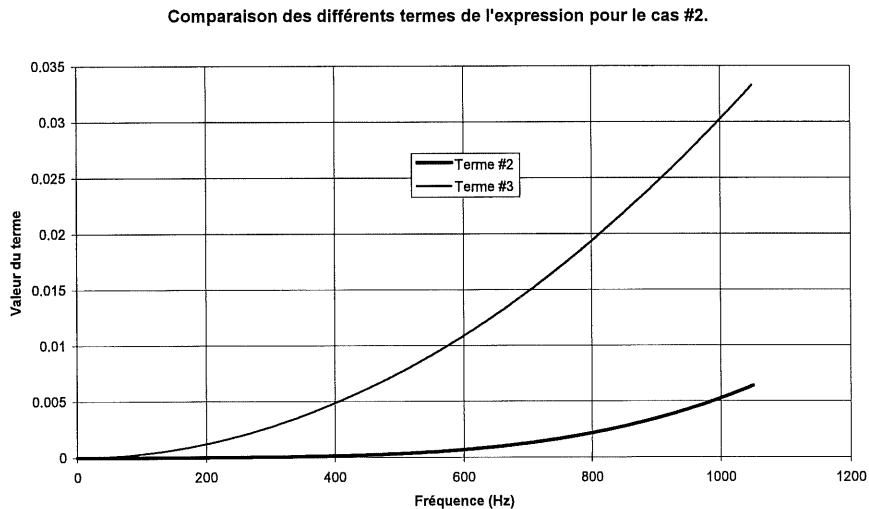


Figure A2.7 Variation des termes 2 et 3 de l'expression pour la configuration métallurgique #2

Le deuxième terme qui permet de ramener notre expression à celle de C. Lesueur n'est plus négligeable. Ces derniers faits permettent de comprendre pourquoi, quelquefois, une racine qui est près de la fréquence d'anneau est trouvée (quand le deuxième terme de l'équation est négligeable devant les deux autres) et que dans d'autres situations (lorsque le deuxième terme de l'équation n'est plus négligeable), la racine trouvée n'est pas près de la fréquence d'anneau.

2.3 Partie #3 (rayonnement)

Pour cette troisième partie, il faudra déterminer le champ de pression à l'extérieur du conduit. Les résultats pour le déplacement en W seulement seront utilisés car le cisaillement pour l'air (fluide non visqueux) est négligé. L'équation de continuité des vitesses à la paroi de la coque peut s'écrire comme ceci :

$$-\frac{\partial P_e}{\partial r}(a, \theta, z, t) = \rho_{air} \omega^2 \cdot w(z, t)$$

et avec l'équation d'onde :

$$\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} \left(r \cdot \frac{\partial P_e(r, \theta, z, t)}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \cdot \frac{\partial^2 P_e(r, \theta, z, t)}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2 P_e(r, \theta, z, t)}{\partial z^2} + \frac{\omega^2}{c^2} \cdot P_e(r, \theta, z, t) = 0$$

Une fois ce système solutionné, il faudra estimer la perte par transmission en comparant les amplitudes des niveaux de pression à l'extérieur du conduit avec celles à l'intérieur. À ce moment, les résultats du modèle pourront être comparés avec des mesures expérimentales. Pour solutionner le système, il faut d'abord définir la forme de la réponse pour P_e . En général, pour la propagation des ondes en coordonnées cylindriques, la réponse est définie de la façon suivante :

$$P_e = \sum_{n=0}^{\infty} f(\theta) \cdot g(r) \cdot h(z) \cdot e^{j\omega t}$$

Avec :

$$f(\theta) = D_{1n} \cdot \cos n\theta + D_{2n} \cdot \sin n\theta$$

$$g(r) = \begin{cases} A_{1n} \cdot J_n(k_r \cdot r) + A_{2n} \cdot N_n(k_r \cdot r) : \text{ondes stationnaires} \\ B_{1n} \cdot H_n^1(k_r \cdot r) : \text{ondes progressives convergentes} \\ B_{2n} \cdot H_n^2(k_r \cdot r) : \text{ondes progressives divergentes} \end{cases}$$

$$h(z) = C_1 \cdot e^{-jk_z z} + C_2 \cdot e^{jk_z z}$$

Pour notre cas, la fonction $f(\theta)$ est égale à 1, car le problème est symétrique selon θ . Le n est donc égal à zéro. De plus, les ondes progressives divergentes seulement sont considérées pour $g(r)$, car seul le rayonnement vers l'extérieur est possible. Les ondes progressives convergentes sont celles qui se propagent de l'infini vers la coque. Alors que les ondes progressives divergentes sont celles qui se propagent de la coque vers l'infini. Le schéma suivant illustre les deux types d'onde (voir Figure A2.8) :

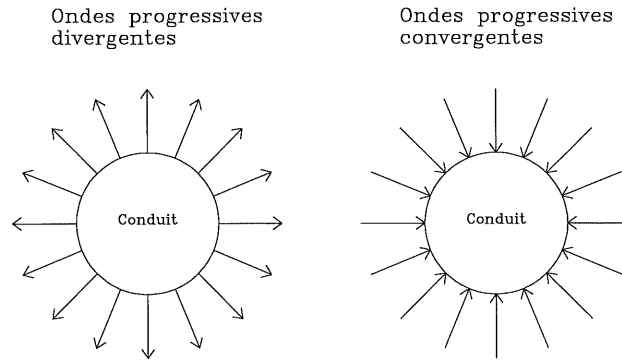


Figure A2.8 Schéma des différents types d'ondes progressives

Pour la partie $h(z)$, il faut considérer la propagation dans le sens de l'onde plane à l'intérieur du conduit. Seulement la partie en e^{-jkz} sera considérée dans le calcul. Le prochain schéma illustre quelle partie de $h(z)$ est considérée (voir Figure A2.9):

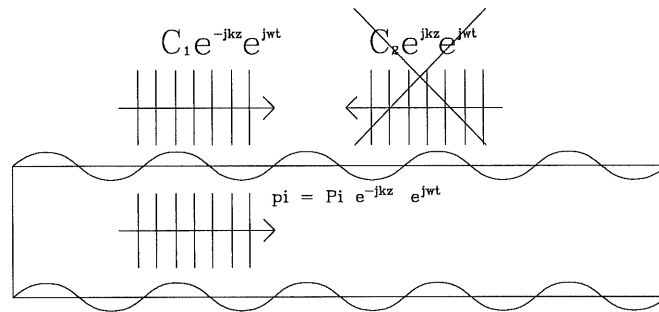


Figure A2.9 Schéma du sens de l'onde $h(z)$ considéré

P_e peut s'écrire de la façon suivante :

$$P_e(r, \theta, z, t) = B \cdot H_o^2(k_r \cdot r) \cdot e^{-jk_z Z} \cdot e^{j\omega t}$$

Avec :

$B = \text{constante}$

$H_o^2 = J_0 - jN_o$ (fonction de Hankel)

J = fonction de Bessel (de premier type)

N = Neumann (ou Bessel de deuxième type)

$$k_r = \sqrt{k_a^2 - k_z^2}$$

Par définition, la forme de la réponse pour P_e vérifie l'équation d'onde en coordonnées cylindriques. Il faut maintenant vérifier comment l'équation de continuité est vérifiée. L'équation de continuité s'exprime de la façon suivante :

$$\frac{-\partial P_e}{\partial r}(a, \theta, z, t) = \rho_{air} \omega^2 \cdot w(z, t)$$

Donc :

$$-B \frac{\partial H_o^2}{\partial r} (k_r \cdot a) \cdot e^{-jk_z Z} \cdot e^{j\omega t} = \rho_{air} \omega^2 \cdot W \cdot e^{-jk_a Z} \cdot e^{j\omega t}$$

Avec :

$$\rho_{air} = \frac{P_{atm}}{287 \cdot T_{ext}} \approx 1.2 \quad (P_{atm} = 101.3 kPa \text{ et } T_{ext} = 293.15 K)$$

Pour avoir égalité, il faut que $k_z = k_a$. Pour obtenir l'égalité $k_z = k_a$, il faut que $k_r = 0$. Ce dernier fait complique considérablement le problème, car ceci implique que le gradient de pression selon r est nul. Les équations de continuité des vitesses à la paroi de la coque ne pourront pas être écrites correctement. L'onde qui se propage à l'extérieur n'a pas de composante selon r , elle se propage seulement dans la direction du conduit. La pression interne est une onde qui se propage seulement selon z , il est donc facile de comprendre que l'onde transmise ne peut pas avoir une partie qui se propage en r , car les deux milieux de part et d'autre de la paroi de la coque sont identiques. Le parallèle avec le cas de la transmission à travers une plaque infinie peut être fait. L'onde transmise garde le même angle que l'onde incidente lorsque les deux milieux de part et d'autre de la plaque sont identiques. Pour pouvoir résoudre ce problème de façon simple, il faut considérer le cas où les fluides ne sont pas identiques. L'onde transmise sera ainsi forcée à avoir une composante en r , pour que le gradient de pression soit non nul. Le cas où il y a de l'eau à l'intérieur du conduit sera donc considéré. Cette différence entre les milieux permet d'obtenir un k_r réel et une composante de l'onde externe qui se propage selon r . Le cas considéré se résume sur le plan des nombres d'onde de la façon suivante (voir Figure A2.10) :

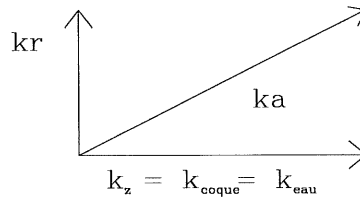


Figure A2.10 Cas d'un fluide (eau) à l'intérieur du conduit sur le plan des nombres d'onde

Pour le cas de l'eau, le nombre d'onde se calcule de la façon suivante :

$$k_{eau} = \frac{\omega}{c_{eau}}$$

avec :

$$c_{eau} = 1447 + 4.0\Delta T + (1.6 \times 10^{-6}) \cdot p \quad (p = \text{pression absolue en Pascal. et } \Delta T = T - 283.16K)$$

En considérant que le conduit est petit et que la pression à l'intérieur de celui-ci est constante, la vitesse de propagation des ondes acoustiques dans l'eau est estimée à environ 1500 m/s. Le nombre d'onde de l'eau devient donc :

$$k_{eau} = \frac{\omega}{1500 \cdot \frac{m}{s}}$$

Et la pression à l'intérieur du conduit :

$$p_i(z, t) = P_i \cdot e^{-jk_{eau}z} \cdot e^{j\omega t}$$

Regardons maintenant la réponse de la coque en fonction de la fréquence à l'excitation d'une onde plane qui se propage à l'intérieur de la coque dans l'eau (voir Figure A2.11) :

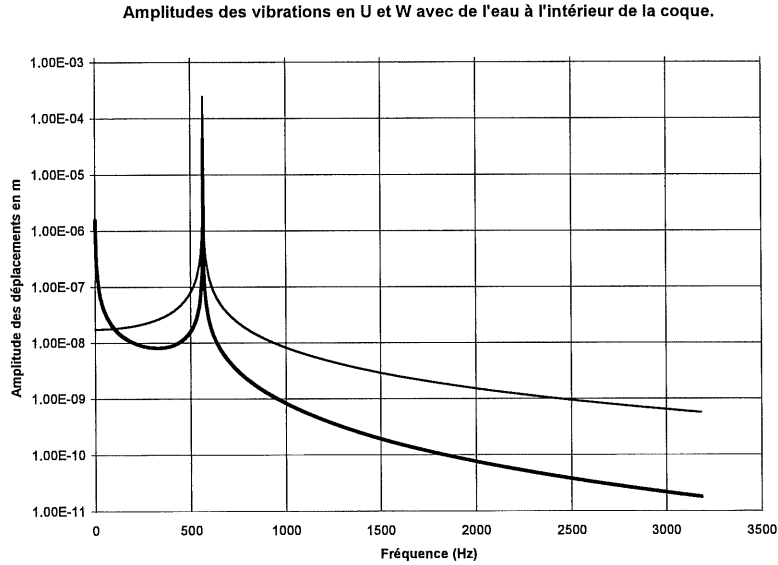


Figure A2.11 Amplitudes de vibrations en U et W pour le cas d'un fluide (eau) à l'intérieur du conduit

La fréquence critique s'est déplacée vers la droite d'environ 100 Hz ($f=565$ Hz). Revenons maintenant au problème de rayonnement. La continuité des vitesses à la paroi peut être exprimée par la relation suivante :

$$p_e(a, z, t) = B \cdot H_o^2(k_r \cdot a) \cdot e^{-jk_{eau}Z} \cdot e^{j\omega t}$$

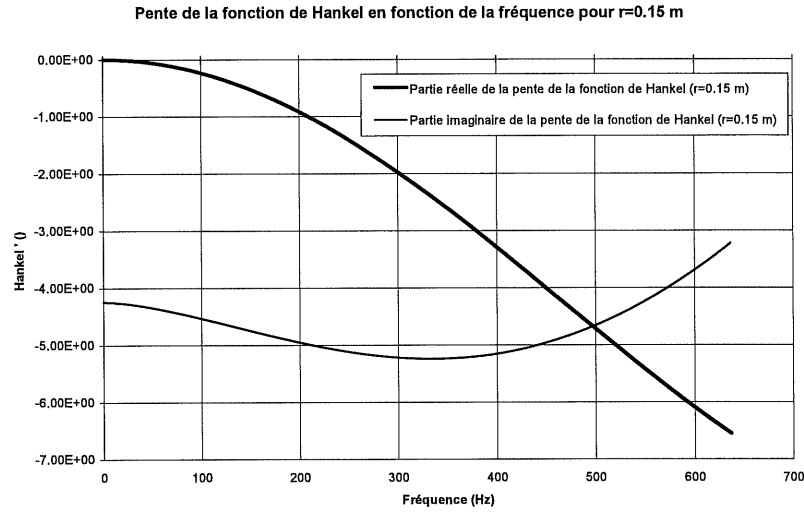
donc :

$$-B \frac{\partial H_o^2}{\partial r} (k_r \cdot a) = \rho_{air} \omega^2 \cdot W$$

Par la relation $k_r = \sqrt{k_a^2 - k_{eau}^2}$ B s'écrit:

$$B = \frac{\rho_{air} \omega^2 \cdot W}{-\frac{\partial H_o^2}{\partial r} (\sqrt{k_a^2 - k_{eau}^2} \cdot a)}$$

Pour évaluer la fonction de Hankel, il existe des routines commerciales. Mais pour la dérivée de la fonction, il faut estimer la pente par différences finies. La fonction de Hankel et la dérivée de la fonction de Hankel en fonction de la fréquence pour $r = 0.15$ m (le cas numérique de la Figure A2.2) est illustré à la Figure A2.12.



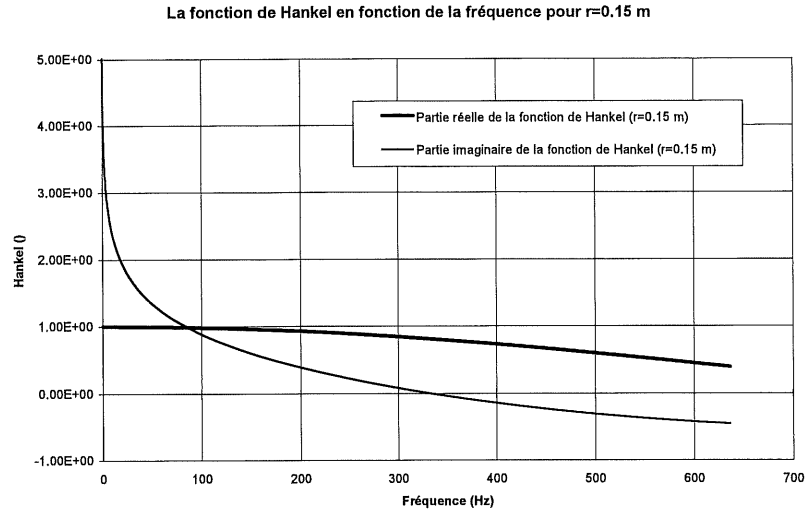


Figure A2.12 Fonction de Bessel et sa dérivée en fonction de la fréquence pour r= 0.15 m

Le B peut être évalué en fonction de la fréquence pour ainsi connaître le champ de pression à l'extérieur du conduit. Mais l'information la plus intéressante c'est la perte par transmission de la coque. L'indice d'affaiblissement s'exprime par la relation suivante :

$$R = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{\text{Re}(B \cdot H_o^2(k_r \cdot a))} \right)$$

L'indice d'affaiblissement est déterminé par le ratio des parties réelles des amplitudes des pressions de part et d'autre de la paroi de la coque. Le problème avec l'indice d'affaiblissement est que l'angle d'incidence n'est pas considéré dans le calcul. Les comparaisons avec d'autres résultats théoriques ou expérimentaux peuvent donc être faussées. Après recherche, il est apparu que le calcul de la perte par transmission, en comparant les carrés des pressions de part et d'autre des parois du conduit, semble être l'indice le plus fiable de la perte par transmission. Cet indice sera donc utilisé pour faire les comparaisons ultérieurement :

$$TL = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{\left| \left(B \cdot H_o^2(k_r \cdot a) \right) \right|} \right)$$

En considérant le cas numérique de la Figure A2.2 mais avec de l'eau à l'intérieur du conduit, l'indice d'affaiblissement suivant est obtenu (voir Figure A2.13) :

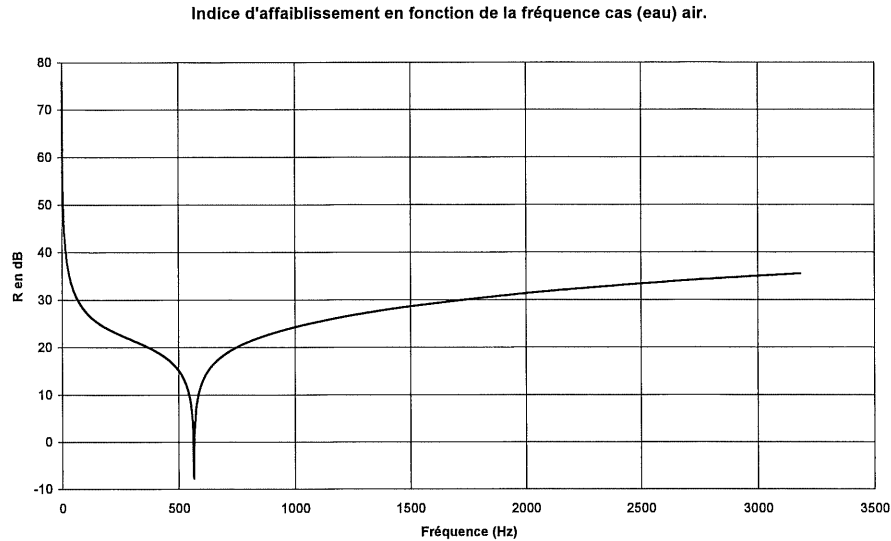


Figure A2.13 Indice d'affaiblissement en fonction de la fréquence

La fréquence de coupure du mode plan pour ce cas est d'environ 3000 Hz, le dernier graphique est donc valable pour toute la plage de fréquences. L'indice d'affaiblissement est d'environ 30 dB en moyenne. Mais, il y a une baisse considérable à environ 575 Hz. Cette fréquence correspond à la fréquence de coïncidence mise en évidence sur le dernier graphique de l'amplitude du mouvement de la coque en fonction de la fréquence (Figure A2.11). La coque a un mouvement important à cette fréquence, c'est pourquoi l'indice d'affaiblissement est faible.

2.4 Partie #4 (comparaison avec données expérimentales)

Le dernier résultat obtenu pour l'indice d'affaiblissement n'est pas très utile pour des cas pratiques. Le seul cas où les conditions utilisées pour le calcul représentent une situation réelle est le cas où un conduit d'eau (d'une longueur importante) est soumis à un champ de pression causé par une pompe, ou autre système, pour générer la pression nécessaire à l'intérieur du conduit. Ce type de cas n'a pas été retrouvé dans la littérature. Les cas traités considèrent des conduits qui véhiculent de l'air. La complexité de notre modèle n'est pas suffisante pour considérer ce cas. En fait, la continuité des vitesses à l'intérieur et à l'extérieur du conduit n'est pas respectée à cause de l'onde plane. Il faut utiliser des fluides différents pour pouvoir forcer une composante en r pour le champ de pression à l'extérieur du conduit.

Afin de pouvoir vérifier grossièrement la validité du modèle, des fluides presque semblables à l'intérieur et à l'extérieur du conduit peuvent être utilisés. Par exemple, en utilisant un fluide à l'intérieur qui a une célérité d'environ 350 m/s (une température de 30°C plutôt que 20°C), l'indice d'affaiblissement suivant est calculé (voir Figure A2.14) :

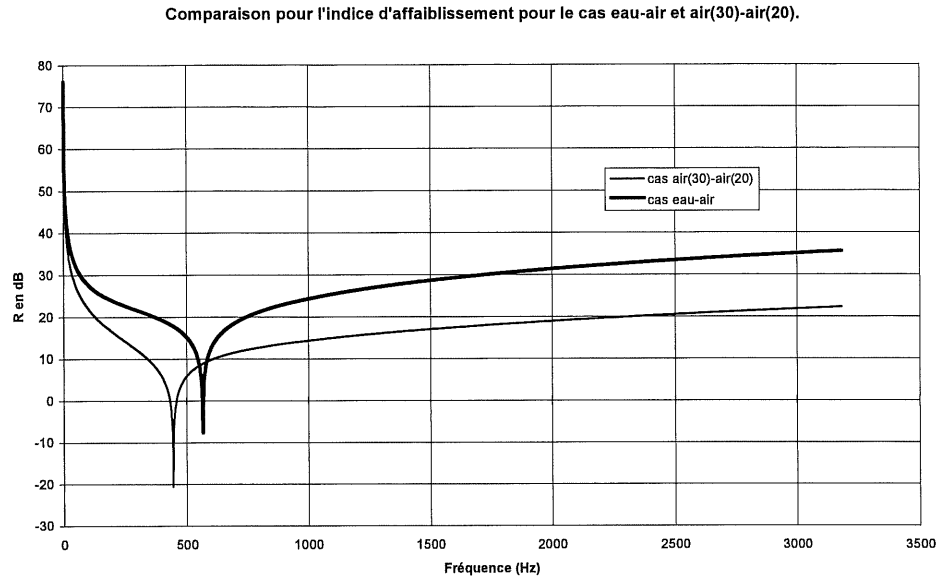


Figure A2.14 Comparaison de l'indice d'affaiblissement pour le cas eau-air et air(30) et air (20)

Le cas air (à 30°C) - air (à 20°C) montre un indice d'affaiblissement plus faible en général que le cas eau - air. De plus, la fréquence pour laquelle l'indice R devient presque nul est plus basse et elle correspond à la fréquence de la première racine calculée au début de ce texte. D'autres simulations ont été effectuées avec des différences beaucoup plus faibles entre les deux milieux et les différences sur les résultats de R sont négligeables. Par contre, en utilisant deux milieux identiques, le code numérique utilisé pour évaluer R s'arrête à cause d'une division par zéro. Avec les derniers résultats, le modèle peut être comparé avec des résultats expérimentaux.

Dans l'article de C.I. Holmer, plusieurs résultats de perte par transmission évaluée par des tests expérimentaux sont présentés. Le cas considéré pour vérifier notre modèle est le suivant (voir Figure A2.15) :

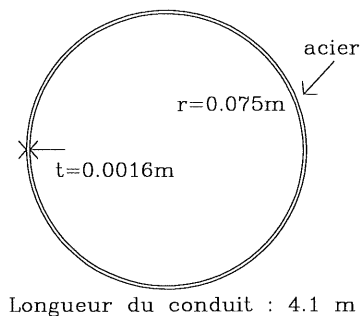


Figure A2.15 Schéma du cas utilisé pour effectuer les comparaisons expérimentales

Les propriétés de l'acier sont les suivantes :

$$E = 210 \text{ Gpa} \quad \nu = 0.3 \quad \rho = 7850 \text{ kg/m}^3$$

Le calcul est effectué pour une plage de fréquences qui couvre de 500 Hz à 16000 Hz. Les résultats expérimentaux couvrent cette plage de fréquences, c'est pourquoi les calculs sont effectués pour cette plage de fréquences même si la fréquence de coupure du mode plan est d'environ 1400 Hz. Voici donc les résultats des comparaisons pour les fréquences centrales des bandes de tiers d'octave (voir Figure A2.16) :

Comparaison du modèle avec des résultats expérimentaux.

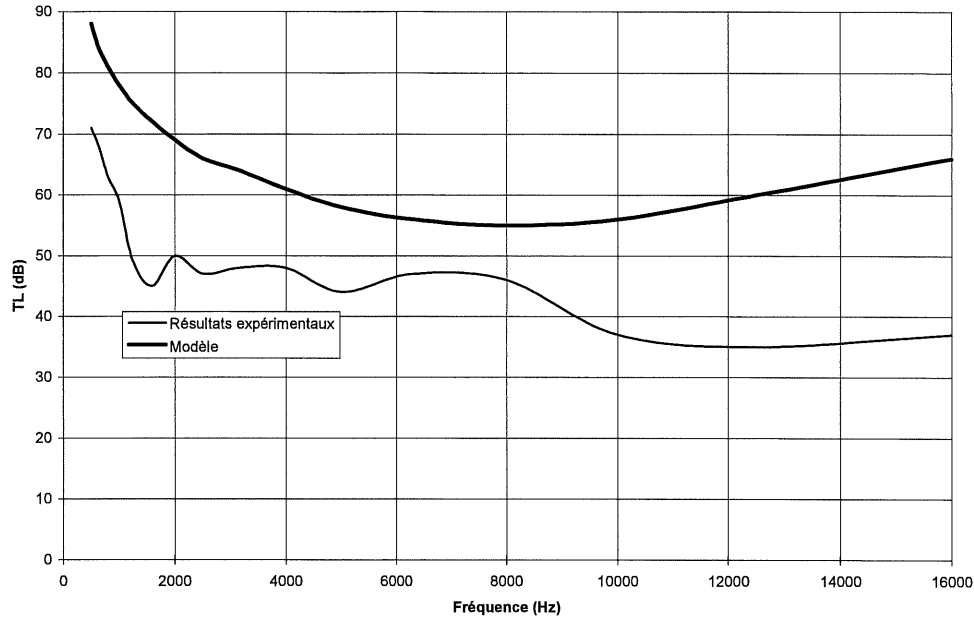


Figure A2.16 Comparaison du modèle avec les résultats expérimentaux

La forme de la courbe est semblable pour le modèle et les résultats expérimentaux. La perte par transmission est plus élevée à basses fréquences pour le modèle et pour les résultats expérimentaux. Par contre, les deux courbes sont décalées d'environ 15 dB en moyenne. Le modèle surestime la perte par transmission du conduit. Ces différences peuvent peut-être s'expliquer par le fait que la comparaison est effectuée entre un conduit infini et un conduit fini. Sur un conduit fini, des modes de flexion peuvent être excités et le conduit peut rayonner davantage. Les résultats expérimentaux proviennent de mesures de pressions. Les fuites par les extrémités du conduit fini peuvent faire augmenter les mesures prises à l'extérieur du conduit pour ainsi faire diminuer la perte par transmission. De plus, dans les conduits finis, il s'établit toujours un patron d'interférence suivant l'axe z à cause des réflexions en bout de conduit. Le champ de pression à l'intérieur peut donc varier considérablement entre le modèle et la réalité. À hautes fréquences, les deux courbes montrent un plus grand écart. Dans notre modèle, seul le mode plan est considéré, les mouvements de la coque associés au fait que la pression n'est pas uniforme ne sont pas considérés. Ce fait peut expliquer une partie des différences entre les deux courbes à hautes fréquences. De plus, comme démontré plus tôt, il est difficile d'avoir un indice de la perte par transmission qui représente exactement le TL mesuré expérimentalement. Dans l'article de C.L. Holmer, plusieurs méthodes pour évaluer la perte par transmission afin de considérer le cas particulier du mode plan ainsi que les autres cas où les modes supérieurs se propagent sont présentées. Il y est expliqué, qu'en pratique, le mode plan ne peut pas présenter une pression uniforme sur toute la section du conduit. Ceci est logique, car la relation de

continuité des vitesses ne peut pas être vérifiée à la paroi interne de la coque. Comme démontré plus haut, théoriquement il est difficile de représenter l'onde plane correctement. Le comportement réel, et un peu absurde du mode plan, est sûrement trop complexe et mal compris pour espérer être représenté correctement de façon théorique. Tous ces facteurs peuvent donc expliquer les différences entre le modèle et les résultats expérimentaux.

Vérifions maintenant un deuxième cas (voir Figure A2.17) :

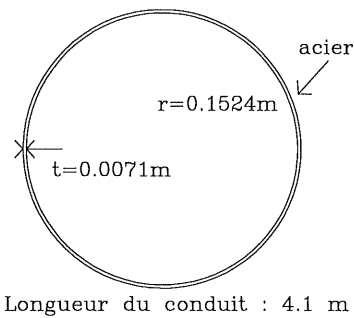


Figure A2.17 Schéma du deuxième cas de comparaison

Pour ce cas, la fréquence de coupure est de 660 Hz. Le résultat des comparaisons sera donc sûrement beaucoup moins fiable à hautes fréquences. Voici les résultats de comparaison pour le cas #2 (voir Figure A2.18) :

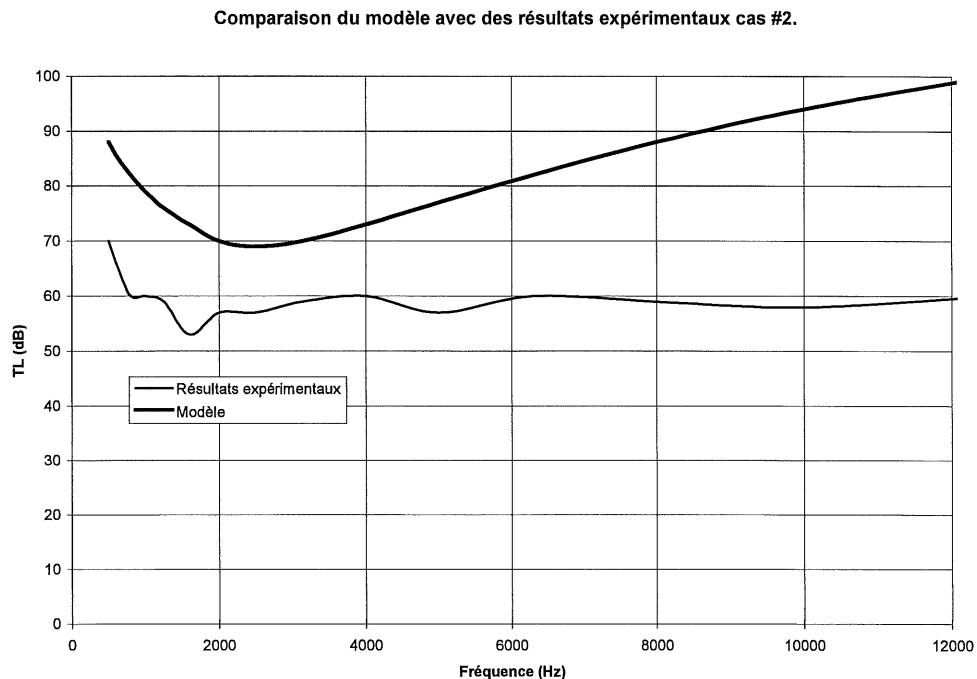


Figure A2.18 Comparaison du modèle avec des résultats expérimentaux (cas #2)

Les mêmes conclusions que lors de la première comparaison peuvent être tirées. Une très mauvaise évaluation de la perte par transmission à hautes fréquences est encore présente. Par contre, les différences entre les deux courbes sont du même ordre que lors de la première comparaison, même si les résultats expérimentaux diffèrent entre les deux cas.

Les résultats du modèle peuvent quand même représenter une bonne estimation à basses fréquences de la perte par transmission. La forme de la courbe est respectée et il y a surestimation d'environ 15 dB sur la plage de fréquences du mode plan. Avec ces considérations, un ordre de grandeur de la perte par transmission à basses fréquences peut être évalué sans trop se tromper.

3.0 Conclusion

Le modèle développé permet d'estimer l'ordre de grandeur de la perte par transmission pour le cas d'un conduit d'une longueur infinie dans lequel se propage une onde plane. Les résultats des comparaisons avec des résultats expérimentaux ont montrés que la perte par transmission est bien estimée à basses fréquences. De plus, la performance du modèle développé est supérieure aux relations existantes dans la littérature. La forme réelle de la courbe de la perte par transmission en fonction de la fréquence est en général bien respectée, ce qui n'est jamais le cas pour les relations existantes dans la littérature.